

TNO-Defensieonderzoek

Prins Maurits Laboratorium TNO

Lange Kruisweg 137
Postbus 45
2280 AA Rijswijk

Fax 015 - 84 39 91
Telefoon 015 - 84 28 42

1

TD

TNO-rapport
PML 1992-114

March 1993
Exemplaar no: 15

Een 27-kanaals, 1 MHz optisch meetsysteem

AD-A266 943



DTIC
ELECTE
JUL 14 1993
S A D

Auteur(s):

M.A.M. Kaanders

OG-opdrachtnummer:

A87/K/045

Rubriceringen

Rubricering bepaald door:

Drs. Mw. P.J. Bartels

Rubriceringsdatum:

25-02-1993

Rapport:

ONGERUBRICEERD

Titel:

ONGERUBRICEERD

Samenvatting:

ONGERUBRICEERD

Bijlage(n):

ONGERUBRICEERD

Oplage:

27

Aantal pagina's:

(incl. bijlagen, excl. distr. lijst en RDP)

108

Aantal bijlagen:

13

TDCK RAPPORTENCENTRALE

Frederikkazerne, gebouw 140
v/d Burchlaan 31 MPC 16A
TEL. : 070-3166394/6395
FAX. : (31) 070-3166202
Postbus 90701
2509 LS Den Haag



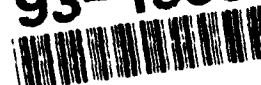
Alle rechten voorbehouden
Niets uit deze uitgave mag worden
vermenigvuldigd en of openbaar gemaakt
door middel van druk, fotokopie, microfilm
of op welke andere wijze dan ook, zonder
voorafgaande toestemming van TNO

Indien dit rapport in opdracht werd
uitgebracht, wordt voor de rechten en
verplichtingen van opdrachtgever en
opdrachtnemer verwezen naar de
Algemene Voorwaarden voor Onderzoeks-
opdrachten aan TNO, dan wel de
betreffende te zake tussen partijen
gesloten overeenkomst
Het ter inzage geven van het TNO-rapport
aan direct belanghebbenden is toegestaan

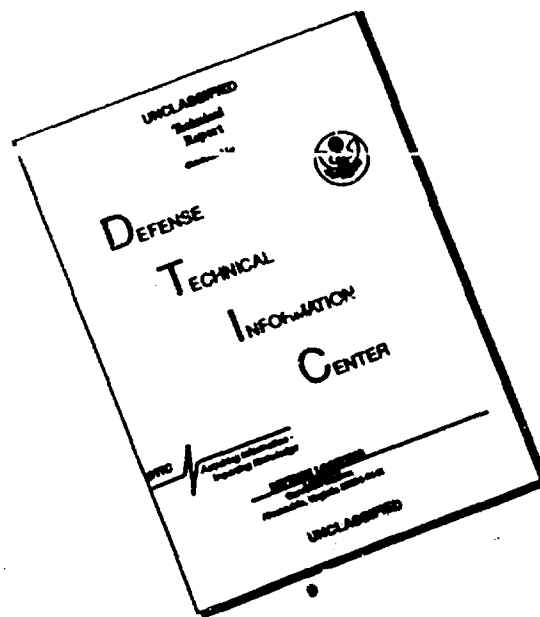
TNO

This document has been approved
for public release and sale; its
distribution is unlimited.

93-15887



DISCLAIMER NOTICE



THIS DOCUMENT IS BEST
QUALITY AVAILABLE. THE COPY
FURNISHED TO DTIC CONTAINED
A SIGNIFICANT NUMBER OF
PAGES WHICH DO NOT
REPRODUCE LEGIBLY.

Samenvatting

De Kapitza opstelling is een pulsvormend netwerk bestaande uit een energiebron, een halfgeleider verbreek-schakelaar, een pulstransformator en een belasting. Teneinde de Kapitza opstelling te karakteriseren, bestaat de behoefte aan een meetsysteem waarbij de meetsensoren elektrisch totaal gescheiden dienen te zijn van het Data Acquisitie Systeem (DAS). Een optisch gekoppeld meetsysteem bleek uiteindelijk de juiste keuze. Dit meetsysteem met een bandbreedte van 1 MHz werkt volgens het FM-principe; de meetsignalen worden in de zender FM-gemoduleerd waarna deze gedigitaliseerd over een glasvezelkabel kunnen worden verstuurd. De ontvanger demoduleert het FM-signaal, waarna het oorspronkelijke meetsignaal aan de uitgang beschikbaar komt. De werking van het optisch meetsysteem, de componenten die gebruikt zijn en het inregelen van de zenders/ontvangers zijn ondermeer de onderwerpen die uitvoerig aan de orde komen in dit rapport. In de bijlagen worden onder andere elektrische schema's, print layouts, componentenlijsten, grafieken en specificatiebladen gegeven.

Summary

The Kapitza facility is a pulse forming network consisting of an energy source, semiconductor opening switch, pulse transformer and a load. To characterize the Kapitza facility, there is a need for a measurement system where the sensors are completely separated electrically from the Data Acquisition System. A measurement system based upon fiber-optic data transmission was finally chosen. This fiber-optic system, with a bandwidth of 1 MHz, uses FM transmission techniques; the data input is used to frequency modulate the optical carrier that is coupled to the fiber, and subsequently demodulated at the receiver to recover the analog signal.

In this report the operation of the optical measurement system, the components that have been used and the calibration of the transmitter/receiver units are some of the subjects that are discussed.

In the appendix, schematics, print layouts, lists with the used components, wave forms of the input/output signals and specifications are given.

INHOUDSOPGAVE

	SAMENVATTING/SUMMARY	2
	INHOUDSOPGAVE	3
1	INLEIDING	5
2	SYSTEEMBESCHRIJVING	6
3	HET 4E ORDE BESSEL LAAGDOORLAAT FILTER	12
4	INREGELPROCEDURE	15
5	BESCHRIJVING VAN DE MEETOPSTELLING	18
6	MEETRESULTATEN VAN HET OPTISCHE MEETSISTEEM BIJ HET BEPALEN VAN DE DOORSLAG-SPANNING VAN EEN SPARKGAP	21
7	CONCLUSIE EN AANBEVELINGEN	25
8	ONDERTEKENING	26
9	REFERENTIES	26

Accession For	
NTIS GRA&I	<input checked="" type="checkbox"/>
DTIC TAB	<input type="checkbox"/>
Unannounced	<input type="checkbox"/>
Justification	
By	
Distribution/	
Availability Codes	
Dist	Avail and/or Special
A-1	

- BIJLAGE 1 MEETVERZWAKKERS
- BIJLAGE 2 SCHEMATISCHE WEERGAVE VAN EEN OPTISCH MEETPUNT
- BIJLAGE 3 DATA SHEET PMI OP 16EJ
- BIJLAGE 4 SPECIFICATIESHEET DYMEC 5711/5712
- BIJLAGE 5 DATA SHEET CALEX DC/DC CONVERTER 12T5.15UW
- BIJLAGE 6 FRONT LAYOUT OPTICAL TRANSMITTER UNIT (SCHAAL 1:1)
- BIJLAGE 7 BATTERY CHARGER (PRINT LAYOUTS)
- BIJLAGE 8 OPTICAL TRANSMITTER UNIT (ELEKTRISCH SCHEMA, PRINT LAYOUT EN COMPONENTENLIJST)
- BIJLAGE 9 OPTICAL RECEIVER UNIT (ELEKTRISCHE SCHEMA'S, PRINT LAYOUTS EN COMPONENTENLIJSTEN)
- BIJLAGE 10 POWER SUPPLY RECEIVER UNITS (ELEKTRISCH SCHEMA, PRINT LAYOUT EN COMPONENTENLIJST)
- BIJLAGE 11 MEETRESULTATEN VAN HET OPTISCHE MEETSYSTEEM
- BIJLAGE 12 AMPLITUDEKARAKTERISTIEK 4E ORDE BESSEL FILTER
- BIJLAGE 13 PSPICE SIMULATIE 4E ORDE BESSEL FILTER

1 INLEIDING

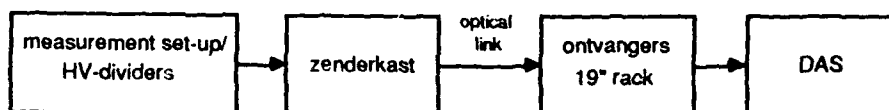
Het meten aan opstellingen waarbij hoogspanning optreedt brengt de nodige gevaren met zich mee, zeker als de meetsignalen hierna verwerkt dienen te worden door gevoelige data acquisitie apparatuur (DAS). Hoge piekspanningen ten gevolge van elektrische- en magnetische velden kunnen de apparatuur onherstelbaar beschadigen. Een galvanische scheiding met behulp van zogenaamde isolatieversterkers biedt geen uitkomst omdat de bandbreedte en de isolatiespanning te beperkt zijn. Verschilversterkers zijn bij hoge spanningen ook niet erg bruikbaar; zowel de common- als differential mode spanningen dienen tot een voor de versterker veilige waarde te worden teruggebracht. Kleine differential mode spanningen worden op deze manier nagenoeg onmeetbaar. Een manier om al deze problemen op te lossen is het toepassen van een optisch meetsysteem dat door middel van een 'zwevende' power supply wordt gevoed; de zwevende voeding is noodzakelijk om de common mode problemen op te lossen.

De spanningen die aan de zenderkant worden aangeboden mogen de ± 1 V niet overschrijden. Hiertoe zijn meetverzwakkers ontworpen waarmee de (hoog-)spanning tot een veilige waarde kan worden teruggebracht.

Het totale meetsysteem bestaat momenteel uit 27-kanalen, dat in een later stadium nog verder uitgebreid kan worden.

2 SYSTEEMBESCHRIJVING

De weg die een meetsignaal moet afleggen naar een DAS-kanaal wordt weergegeven in figuur 1.



Figuur 1 Algemeen blokschema van een optisch meetpunt in de Kapitza opstelling

In bijlage 2 wordt een optisch meetpunt meer gedetailleerd weergegeven. Meetsignalen die de ± 1 V overschrijden moeten eerst verzwakt worden alvorens deze kunnen worden aangesloten op de zenderingang. Voor de hele Kapitza opstelling zijn een viertal meetverzwakkers (zie bijlage 1) ontwikkeld:

- 1 passieve meetverzwakker -66 dB (verzwakking met een factor 2000);
- 2 passieve meetverzwakker -76 dB (verzwakking met een factor 5500);
- 3 passieve meetverzwakker -26 dB (verzwakking met een factor 20);
- 4 passieve meetverzwakker -80/-88 dB (verzwakking met een factor 10000/25000).

De meetverzwakkers zijn in kunststof kastjes ingebouwd en worden dicht bij de meetpunten opgesteld. De verzwakking kan eventueel nog worden bijgesteld; via een opening in het kastje kan met behulp van een kleine schroevendraaier de potentiometer op het printje worden afgesteld (gebruik voor het afstellen de Keithley digitale multimeters). De meetverzwakkers onder 1 en 2 zijn geschikt voor meetspanningen tot en met 10 kV, die onder 3 tot 2 kV en de meetverzwakkers onder 4 tot zeker 15 kV (deze kastjes zijn met epoxyhars volgegoten).

De -66 dB en de -76 dB meetverzwakkers worden toegepast om de anode-kathode spanningen van de thyristoren (14 meetpunten) te kunnen meten, met behulp van de -26 dB meetverzwakkers worden de gatestromen van de hoofdthyristoren gemeten (12 meetpunten). De -80/-88 dB verzwakkers worden toegepast om respectievelijk de spanning over een hoogspanningscondensator en een pulstransformator te meten (max. spanning 15 kV). In bijlage 1 zijn de elektrische schema's en de printlayouts van bovengenoemde meetverzwakkers weergegeven.

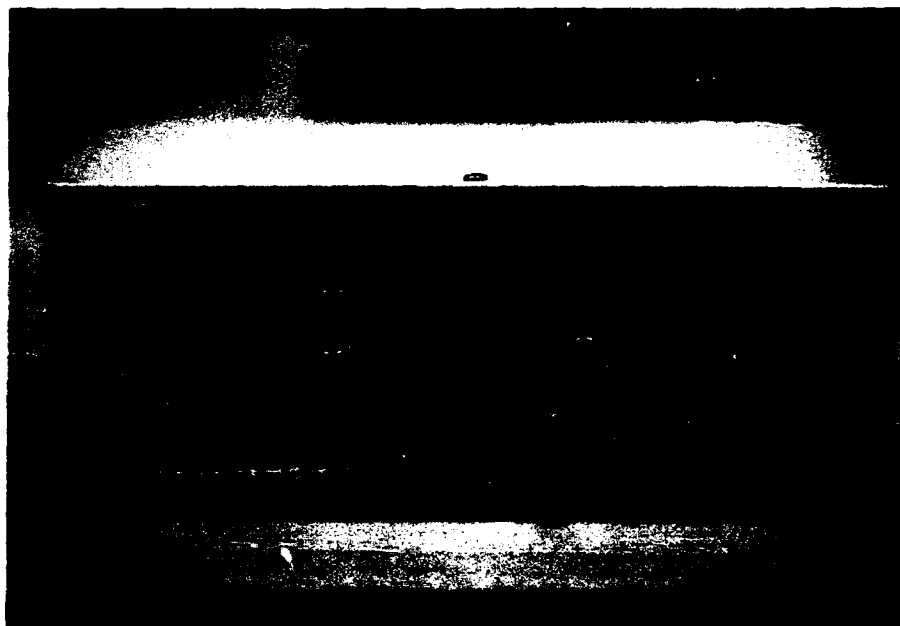
Men dient er voor te zorgen, als het enigszins mogelijk is, dat de passieve meetverzwakkers zo dicht mogelijk worden geplaatst bij de meetopstelling. Men dient er tevens zorg voor te dragen dat de kastjes waarin de meetverzwakkers zijn gebouwd goed zijn afgeschermd tegen hoogfrequente elektrische stoorvelden. Door een goede, elektrisch geleidende afscherming aan de binnenzijde van het kastje aan te brengen (bijvoorbeeld een nikkel-coating) kan capacatieve koppeling met dit soort velden voorkomen worden. De getwiste, twee-aderige signaalkabel van de verzwakker naar de zender moet een aardscherm hebben.

Het twisten van de aders voorkomt inductieve koppeling met stoorsignalen. Het aardscherm van de kabel, dat aan de massa van de zender moet worden aangesloten, beperkt de invloed van capacatieve storingen.

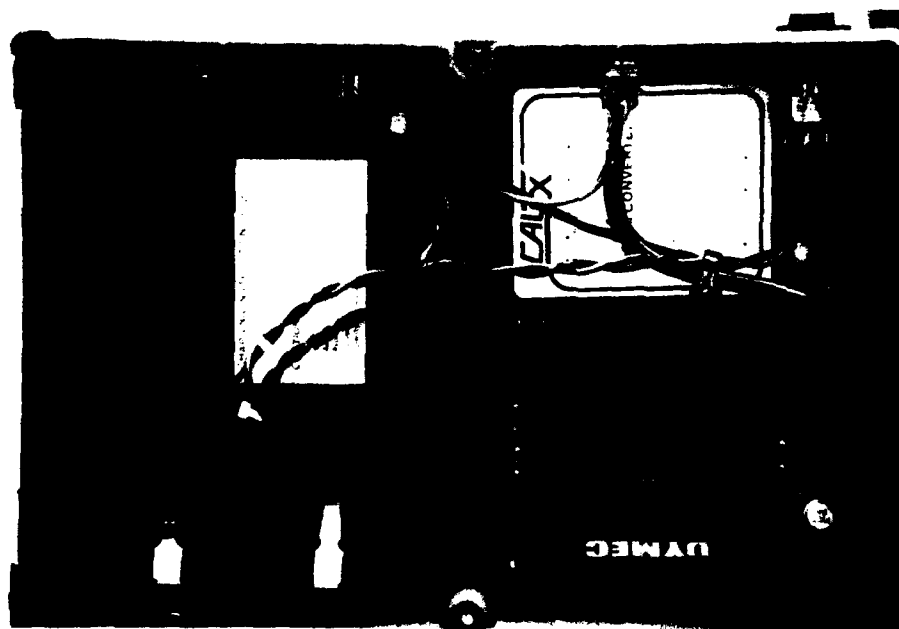
Het optisch meetsysteem bestaat hoofdzakelijk uit een tweetal componenten: de DYMEC zender unit 5711 en de DYMEC ontvanger unit 5712. De 'OPTICAL TRANSMITTER UNIT' (schema's en print layouts te vinden in bijlage 8) waar de zender 5711 deel van uitmaakt is een mobiele kast, waardoor deze bijzonder gemakkelijk bij de meetopstelling te plaatsen is (zie figuur 2).

De kunststof behuizing van de kast is aan de binnenzijde voorzien van een elektrisch geleidende nikkel laag; dit om stoorsignalen zoveel mogelijk buiten het zendgedeelte te houden. De geleidende laag is verbonden met de massa van het meetsignaal (en dus met het aardscherm van bovengenoemde signaalkabel).

Intern is de kast opgebouwd uit een print van Eurokaart formaat waarop een DC/DC converter (zie specificatiesheet in bijlage 5), de zender 5711 en de batterij conditie elektronica zijn gemonteerd. Tevens is een oplaadbare 12 V loodaccu met een capaciteit van 3 Ah in de kast gemonteerd (zie figuur 3).

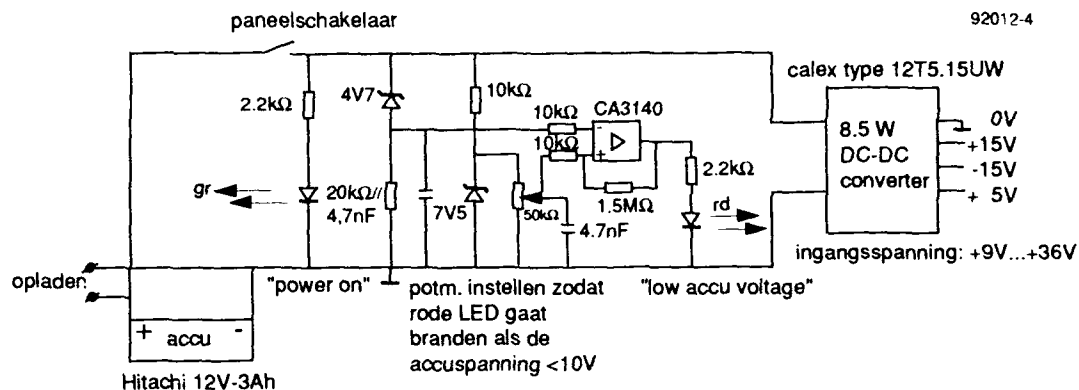


Figuur 2 De zenderkast, met aan de achterzijde de aansluiting voor de optische kabel



Figuur 3 De interne opbouw van de zenderkast

In figuur 4 is het elektrisch schema van de batterij conditie elektronica weergegeven.

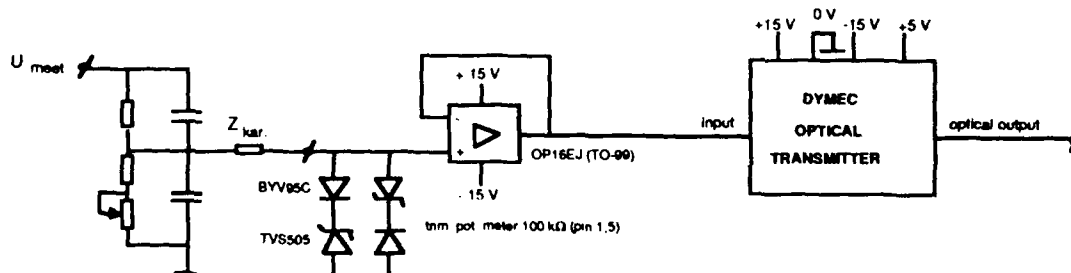


Figuur 4 De batterij conditie elektronica

Zoals in het schema staat aangegeven zal op het frontpaneel een rode LED gaan branden als de batterijspanning onder de 10 V komt. Hiermee wordt een optische melding gegeven dat de batterijen leeg zijn en deze moeten worden opgeladen.

Voor het opladen van de batterijen is een laadapparaat gebouwd dat tegelijkertijd 10 loodaccu's van 12 V, 3 Ah kan opladen (voor de print layouts van dit laadapparaat zie bijlage 7).

Via een BNC aansluiting op het frontpaneel van de 'OPTICAL TRANSMITTER UNIT' kunnen de loodaccu's worden opgeladen. Om de ingestelde deling van de meetverzwakkers niet te beïnvloeden wordt het ingangssignaal van de zender eerst gebufferd (de ingangsimpedantie van de zender 5711 heeft een nominale waarde van 7 kΩ), zoals te zien is in figuur 5 (in bijlage 3 is een specificatiesheet van de operationele versterker OP 16EJ opgenomen).



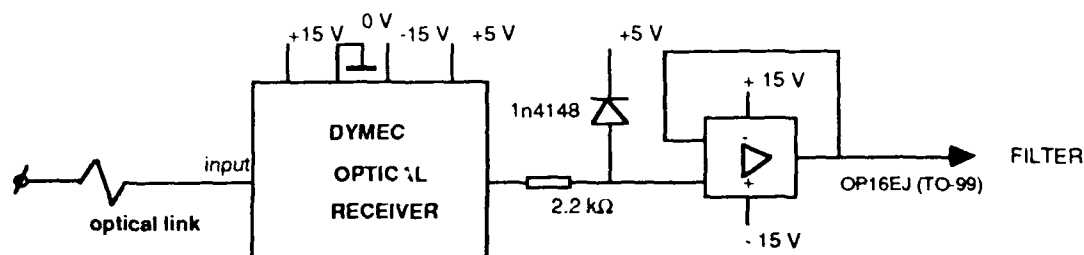
Figuur 5 De ingangstrap van de zender

Voor hoge frequenties is de signaalkabel tussen meetverzwakker en zender aan de meetzijde karakteristiek ($Z_{\text{kar}} = 62 \Omega$) afgesloten. Hetingangssignaal van de operationele versterker wordt begrensd met behulp van een zogenaamde TVS (Transient Voltage Suppressor) op ongeveer ± 6 V (de ingangscapaciteit van de zender komt hierdoor op 140 pF bij $f = 1$ kHz). Het plaatsen van transient voltage suppressors is noodzakelijk om te voorkomen dat het zendgedeelte overlijdt door overspanningen die veroorzaakt worden door een defect geraakte weerstand of condensator in de meetverzwakker.

Het uitgangssignaal van de operationele versterker is het ingangssignaal van de zender. Door de interne elektronica van de zender wordt het ingangssignaal frequentie gemoduleerd. Deze FM techniek is noodzakelijk om het signaal uiteindelijk gedigitaliseerd over een glasvezelkabel te kunnen versturen naar de ontvanger. Een ingangssignaal van +1 V wordt gemoduleerd naar 8 MHz, 0 V ingangssignaal komt overeen met 9 MHz en -1 V wordt naar 10 MHz gemoduleerd.

Nadat het optische signaal over een 40 m lange glasvezelkabel is verzonden (belangrijk is dat de lengte van de kabels voor alle kanalen gelijk is omdat er anders meetfouten worden geïntroduceerd ten gevolge van looptijdverschillen in de glasvezelkabels) wordt deze gedemoduleerd in de ontvanger 5712.

De spanning van de analoge uitgang van de ontvanger wordt begrensd op 5 V, dit om de DAS kanalen te beschermen tegen overspanning (de minimale 'damage level' van een DAS kanaal is 5 V). Als de regelelektronica van de ontvanger zich instelt na het inschakelen van de voedingsspanningen is de uitgangsspanning ~ 11 V. Deze spanning verschijnt óók op de uitgang als de glasvezelkabel wordt losgekoppeld van de ontvanger. Als de DAS kanalen in het gevoeligste bereik staan ingesteld kunnen deze spanningen de ingangstrappen van het DAS beschadigen. De protectie-schakeling, figuur 6, voorkomt een te hoge spanning op de ingangen van het DAS. Belangrijk is de juiste keuze van de diode; er dient een diode gekozen te worden met een zo klein mogelijke capaciteit. De diode 1n4148 met een capaciteit van ~ 4 pF verplaatst het kantelpunt naar de veilige waarde van 18 MHz.



$$\text{kantelpunt overspan. bev. : } f_{-3\text{dB}} = \frac{1}{2\pi RC_{\text{diode}}} = \frac{1}{2\pi \times 2200 \times 4 \times 10^{-12}} = 18 \text{ MHz}$$

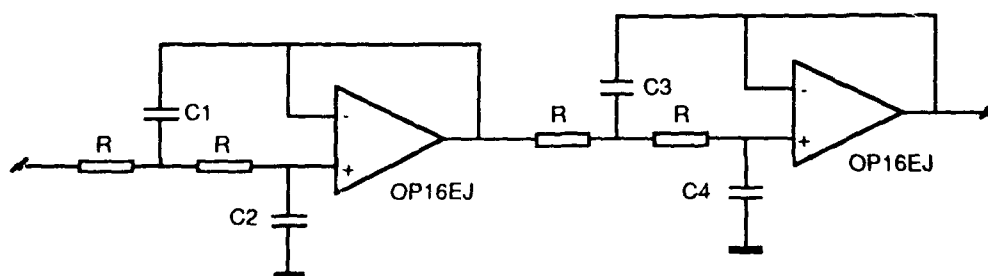
Figuur 6 De uitgangstrap van de ontvanger

De ontvangers zijn elk op een printkaart van het Eurokaart formaat gemonteerd (zie bijlage 9 en 10 voor schema's en print layouts). Acht van deze kaarten zijn samen met een lineaire voeding met een vermogen van 35 W (+/-15 V, 1 A; +5 V, 1 A) in een 19" rack geplaatst. Een totaal van vier kasten is nodig om alle ontvangers te herbergen; er is hierbij tevens rekening gehouden met een uitbreiding van 5 kanalen (totaal 32 kanalen). Alle analoge uitgangen moeten met behulp van een korte BNC kabel (< 2 m) op een DAS ingang worden aangesloten.

3 HET 4E ORDE BESSEL LAAGDOORLAAT FILTER

De hoge schakelfrequentie waarmee het analoge ingangssignaal wordt gemoduleerd/gedemoduleerd (8 - 10 MHz), alsmede stoorsignalen die afkomstig zijn van de DC/DC converter en de grote gevoeligheid van de ingang van de zender veroorzaakt op het uitgangssignaal van het optisch meetsysteem nogal wat hoogfrequente ruis. Als we een signaal met een kleine waarde niet ten onder willen laten gaan in ruis, dan zal er gefilterd moeten worden. Voorwaarde bij het ontwerp van een geschikt (laagdoorlaat-) filter is dat de bandbreedte van het meetsysteem (1 MHz) niet beïnvloed mag worden. De kantelfrequentie van het filter moet daarom ver genoeg voorbij het - 3 dB punt van het meetsysteem liggen. Als kantelpunt van het laagdoorlaat filter is uiteindelijk een frequentie van 3,6 MHz gekozen; deze waarde blijkt optimaal te zijn als we rekening houden met een tweetal tegenstrijdige parameters, te weten: het faseverschil tussen het analoge ingangs- en uitgangssignaal en een effectieve ruisverzwakking binnen de bandbreedte van het optisch meetsysteem.

Gekozen is voor een laagdoorlaat filter van het type Bessel met een steilheid van -24 dB/octaaf (-80 dB/dekade). Een 4e orde Bessel filter blijkt een ideaal filter voor pulsformige signalen te zijn; de overshoot bedraagt slechts 0,8% tegen 12% voor een 4e orde Butterworth filter. Een ander groot voordeel van het Bessel filter is dat deze binnen het doorlaatgebied een constante looptijd heeft; dit in tegenstelling tot het Butterworth filter waarbij de looptijd met de frequentie toeneemt. Dit veroorzaakt een niet-lineaire toename van het faseverschil tussen het ingangs- en het uitgangssignaal van het Butterworth filter. Een nadeel van het Bessel filter is dat de amplitude-karakteristiek minder vlak is dan bij het Butterworth filter. In figuur 7 is het 4e orde Bessel filter weergegeven zoals deze is opgebouwd op de ontvangerprinten van het optisch meetsysteem.



Figuur 7 4e orde actief laagdoorlaat filter met een steilheid van -24 dB/okt.

Voor het berekenen van een 4e orde Bessel filter kan gebruik worden gemaakt van de volgende formules:

$$C1 = \frac{0,1162}{fR} \quad (1)$$

$$C2 = \frac{0,1066}{fR} \quad (2)$$

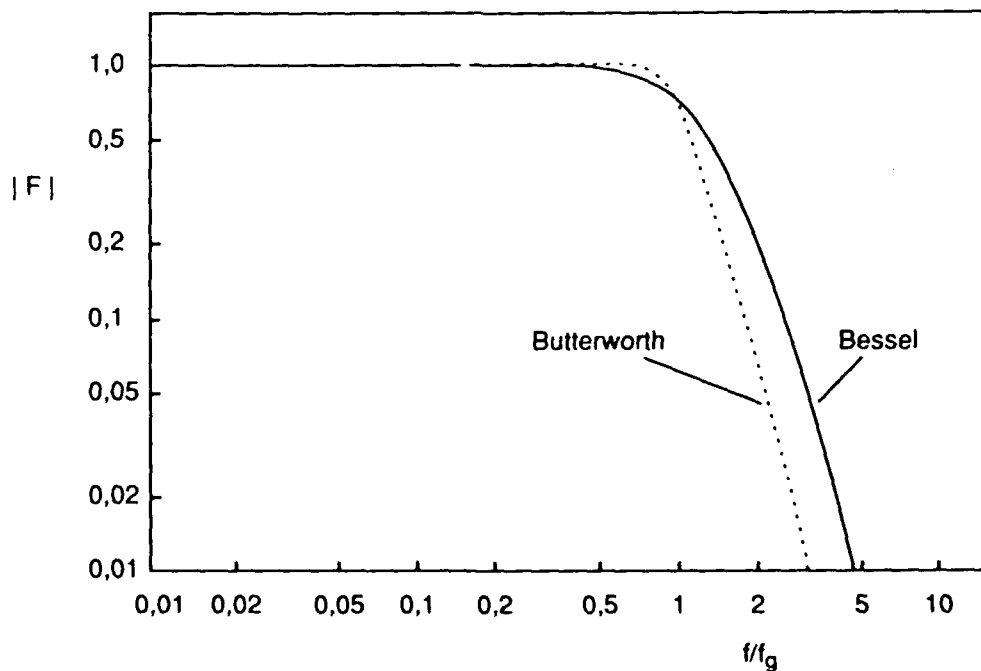
$$C3 = \frac{0,1599}{fR} \quad (3)$$

$$C4 = \frac{0,06162}{fR} \quad (4)$$

Met een kantelfrequentie $f_{3dB} = 3,6$ MHz en $R = 1200 \Omega$ wordt:

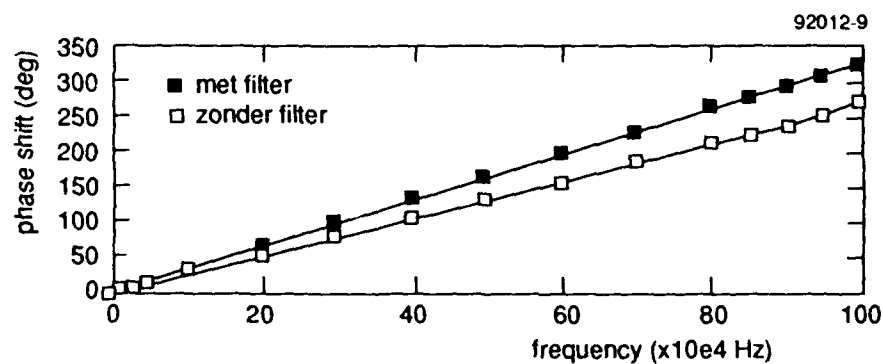
$C1 = 26,8$ pF (27 pF); $C2 = 24,7$ pF (27 pF); $C3 = 37$ pF (47 pF) en $C4 = 14,3$ pF (18 pF).

In figuur 8 is de amplitudekarakteristiek van een 4e orde Bessel filter en een 4e orde Butterworth filter weergegeven.



Figuur 8 Amplitudekarakteristiek van het 4e orde Butterworth/Bessel filter

Het 4e orde Bessel filter veroorzaakt een extra faseverschuiving tussen het ingangs- en uitgangssignaal van het optisch meetsysteem. De faseverschuiving neemt lineair met de frequentie toe (constante looptijd Bessel filter). De faseverschuiving tussen ingangs- en uitgangssignaal is gemeten in een testopstelling, waarbij de zender en ontvanger via een 20 m lange optische kabel met elkaar verbonden waren. In figuur 9 zijn de meetresultaten weergegeven: de bovenste curve is een weergave van de faseverschuiving met uitgangsfiltter, de onderste curve geeft de faseverschuiving weer zonder uitgangsfiltter.



Figuur 9 Faseverschuiving tussen het ingangs- en uitgangssignaal

4 INREGELPROCEDURE

Alvorens met het inregelen van het optisch meetsysteem kan worden begonnen dienen alle zenderkasten, glasvezelkabels en ontvanger-units genummerd te worden. Een kanaal (zender, glasvezelkabel en ontvanger) met identieke nummering hoeft maar één keer afgeregeld te worden (offset en gain). Worden kanalen onderling verwisseld dan zullen deze opnieuw ingeregeld moeten worden.

Inregelprocedure:

A OFFSET OP16EJ OPAMPS WEGREGELLEN (voor specificaties: zie bijlage 4)

ZENDERKAST

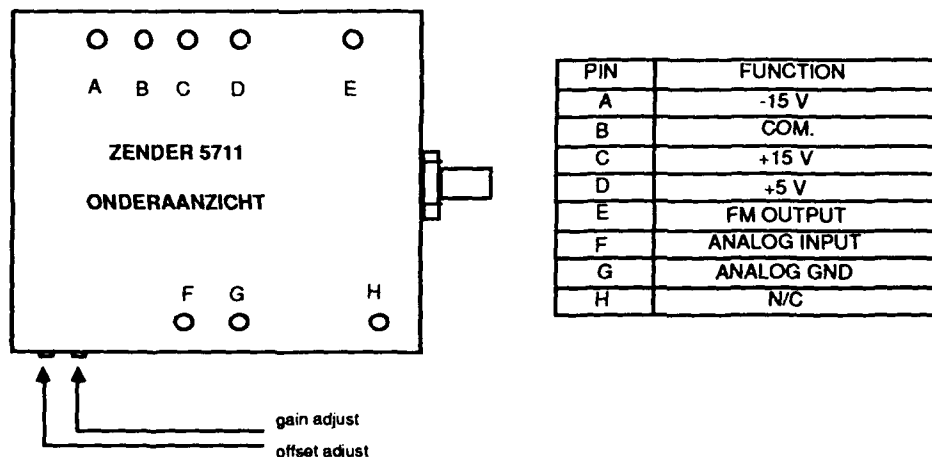
- Biedt aan de ingang van het zenderkastje een spanning van 0 V aan (nauwkeurig af te regelen met behulp van een Keithley digitale multimeter, model 175);
- Meet met een tweede Keithley multimeter de uitgangsspanning van de opamp; regel zonodig de uitgangsspanning af op de ingangsspanning (100 k Ω Bourns potentiometer).

ONTVANGERPRINT

- Biedt direkt op de niet-inverterende ingang van de opamp 0 V aan (controle met behulp van de Keithley multimeter);
- Meet met een tweede Keithley multimeter de uitgangsspanning van de laatste opamp van het Butterworth filter; regel zonodig de uitgangsspanning af op de ingangsspanning (100 k Ω Bourns potentiometer).

B CALIBRATIE VAN DE DYMEC ZENDER 5711

Voor het inregelen van de DYMEC zender 5711 dient gebruik te worden gemaakt van het schema in figuur 10.



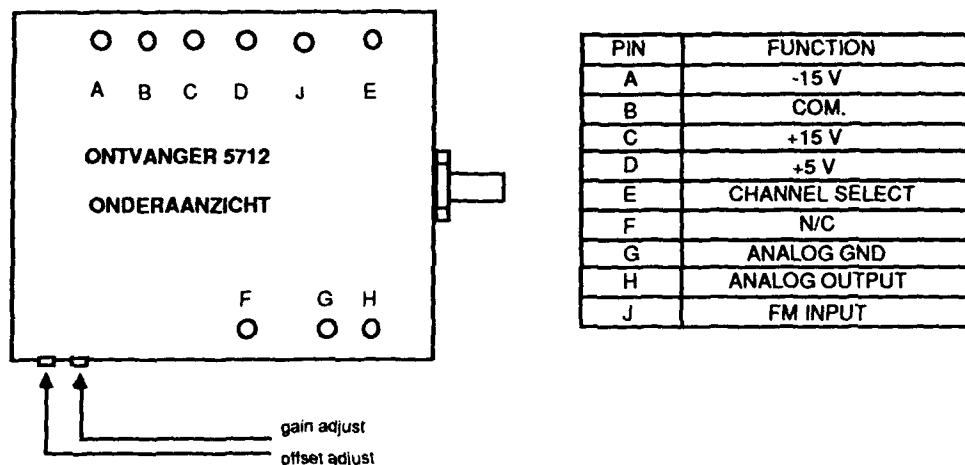
Figuur 10 Het aansluitschema van de zendermodule 5711

- Sluit een frequentieteller, die in staat is 10 MHz te meten, aan op pen E (FM Out) en pen B (Common);
- Sluit de uitgang van een nauwkeurige spanningsbron aan op pen G (Analogue Input) en pen F (Analogue GND);
- Stel de offset-potentiometer van de zender, na de spanningsbron afgeregeld te hebben op 0 V, zodanig bij dat de frequentie-teller 9,00000 MHz aangeeft;
- Regel nu de spanningsbron af op +1 V (aflezen met behulp van een Keithley multimeter); stel nu de gain-potentiometer zodanig bij totdat de frequentieteller dezelfde afwijking in frequentie (~1 MHz) aangeeft ten opzichte van 0 V (9 MHz) als wanneer -1 V op de ingang zou worden gezet (-1 V komt overeen met een frequentie van 10 MHz).

Het afregelen van de gain kan de offset instelling beïnvloeden; het kan voorkomen dat de offset opnieuw weggeregeld moet worden. Als al deze handelingen zijn verricht is de zender gecalibreerd.

C CALIBRATIE VAN DE DYMEC ONTVANGER 5712

De DYMEC ontvanger 5712 kan met behulp van het schema in figuur 11 ingeregeld worden.



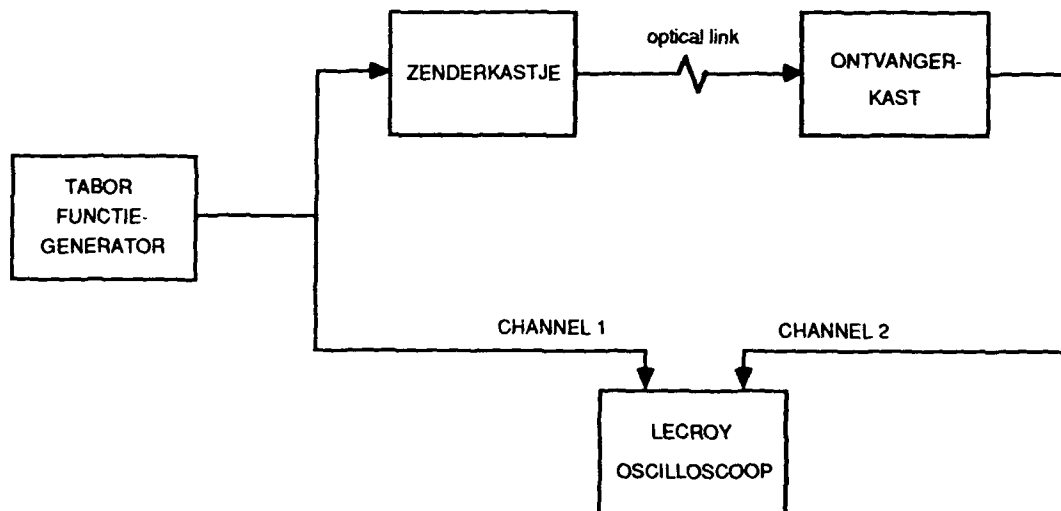
Figuur 11 Het aansluitschema van de ontvangermodule 5712

- Sluit de gecalibreerde zender met een glasvezelkabel aan op de ontvanger;
- Sluit de ingang van een Keithley multimeter aan op de uitgang van de ontvanger, pen H (Analogue Output) en pen G (Analogue GND).
- Stel met behulp van een spanningsbron een spanning van -1 V in op de ingang van de gecali-breerde zender; lees nu de spanning af op de uitgang van de ontvanger met behulp van de Keithley multimeter. Herhaal deze handeling voor een spanning van +1 V. Regel nu de offset-potentiometer zodanig bij dat de afwijking in spanning (dat wil zeggen de verhouding $\frac{U_{\text{uitgang}}}{U_{\text{ingang}}}$) gelijk is voor beide bovengenoemde spanningen.
- Regel met behulp van de gain-potentiometer de uitgangsspanning van de ontvanger naar +1 V en -1 V wanneer dezelfde spanningen op de ingang van de zender worden aangesloten.

Hiermee is de inregelprocedure beëindigd en is de zender/ontvanger combinatie gecaliibreerd.

5 BESCHRIJVING VAN DE MEETOPSTELLING

De meetresultaten zoals deze zijn weergegeven in de bijlage 11 zijn verkregen met behulp van de opstelling in figuur 12.



Figuur 12 Het blokschema van de experimentele meetopstelling

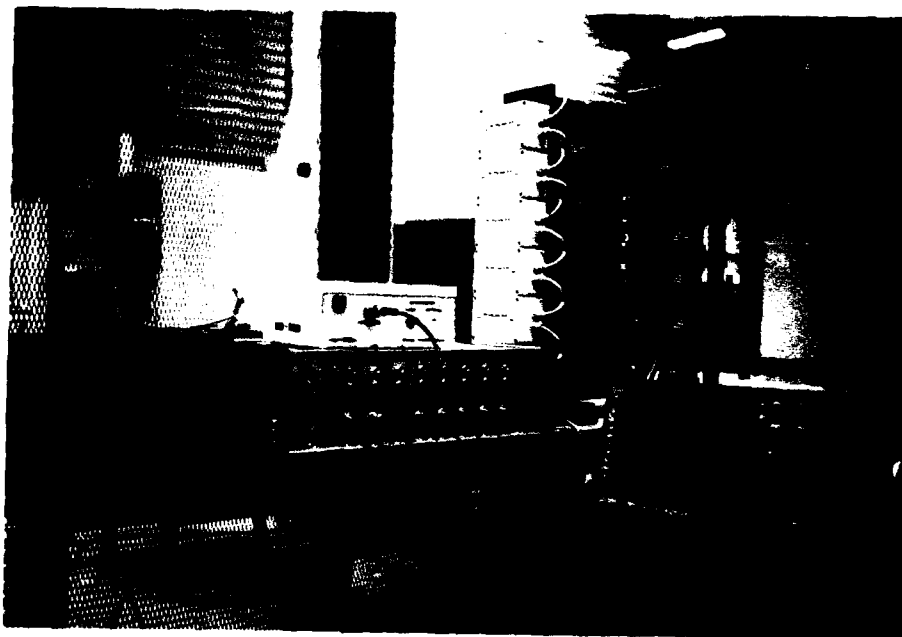
Over de gehele bandbreedte van het optisch meetsysteem zijn twee verschillende soorten metingen uitgevoerd: metingen met als ingangssignaal een pulstrein en metingen met als ingangssignaal een periodiek signaal (sinus of blokgolf).

Bij de metingen is de volgende (meet)apparatuur gebruikt:

- Tabor 20 MHz programmable function generator, serie 8200;
- Lecroy 9424, quad 350 MHz oscilloscope.

De 'optical link' tussen zender en ontvanger bestond uit een 20 m lange ABB glasvezelkabel 100/140 met SMA connectoren, type Amphenol 905-135-5000. De analoge uitgangssignalen worden gefilterd met behulp van het 4e orde laagdoorlaatfilter alvorens deze aan de oscilloscoop worden aangeboden.

Uit de meetresultaten, weergegeven in bijlage 11, blijkt dat van signalen met kleine amplitudes het hoogfrequente ruisniveau ($f > 6$ MHz) effectief wordt gefilterd (demping ruisniveau met -17 dB).



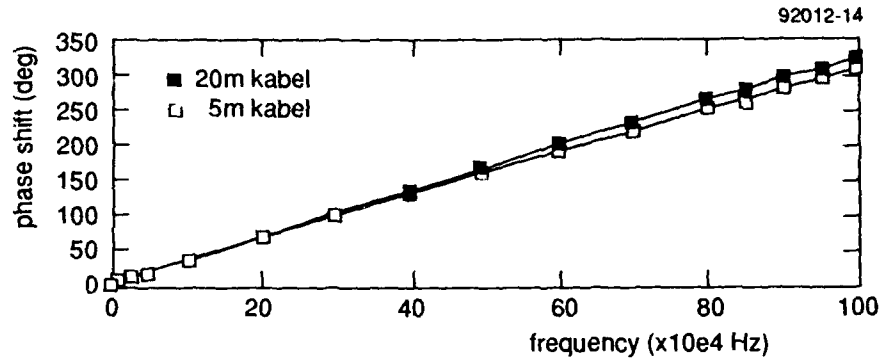
Figuur 13 Het optisch meetsysteem in de meetopstelling

In figuur 13 is de meetopstelling afgebeeld, opgesteld binnen een kooi van Faraday om zo min mogelijk last te hebben van stoorsignalen van buitenaf. De zilverkleurige 19" kast (onder het zenderkastje) bevat acht ontvangerkaarten (met op elke kaart een 4e orde Bessel laagdoorlaat filter) en een voedingskaart. De BNC-connectoren aan de voorzijde van de kast kunnen rechtstreeks met de DAS-ingangskanalen worden doorverbonden. De afgebeelde kast is één van de vier kasten die uiteindelijk in de DAS-ruimte van PML-Pulsfysica zullen worden ingebouwd.

Met dezelfde meetopstelling zijn tevens twee metingen uitgevoerd met fiberkabels van verschillende lengten. Doel van deze metingen is om experimenteel de responsietijd van een fiberkabel vast te stellen.

In de meetopstelling werd achtereenvolgens een fiberkabel met een lengte van 5 m en een fiberkabel met een lengte van 20 m gebruikt. Met behulp van de Tabor functiegenerator werden sinusvormige signalen tot 1 MHz optisch verstuurd.

Van de twee fiberkabels zijn in figuur 14 de curves weergegeven die elk het faseverschil tussen het ingangs- en uitgangssignaal voorstellen. De bovenste curve geeft het faseverschil weer van de 20 m lange fiberkabel.



Figuur 14 Faseverschuiving tussen het ingangs- en uitgangssignaal bij gebruik van fiberkabels met verschillende lengten

Voor het bepalen van de responsietijd van de (glas)fiberkabels kan de volgende formule gebruikt worden:

$$\frac{n_{\text{lucht}}}{n_{\text{glas}}} = \frac{c_{\text{glas}}}{c_{\text{lucht}}} \quad (5)$$

$$\text{met } n_{\text{lucht}} = 1; n_{\text{glas}} = 1.5 \text{ en } c_{\text{lucht}} = 3e8 \text{ m/s}$$

$$c_{\text{glas}} = 2e8 \text{ m/s}$$

De responsietijd van één meter glasvezelkabel wordt dan: $\frac{1}{2e8} = 5 \text{ ns}$.

Deze waarde kan ook experimenteel worden bepaald:

$$\text{responsietijd/m} = \frac{\frac{1}{f} \times \frac{\Delta \text{phase shift}}{360 \text{ deg}}}{\Delta l_{\text{fiberkabel}}} \quad (6)$$

Bepalen we de responsietijd/m bij $f \approx 800 \text{ kHz}$ dan krijgen we:

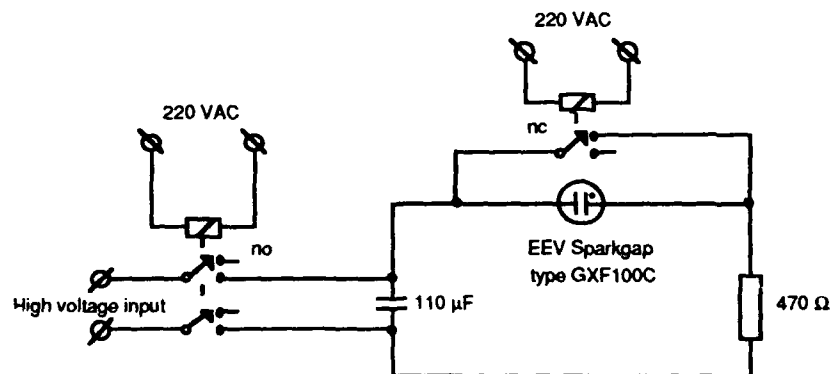
$$t_r = \frac{1.25e-6 \times \frac{(265 - 247)}{360}}{(20 - 5)} = 4,2 \text{ ns}$$

Een veertig meter lange glasfiberkabel zal hierdoor bij een signaalfrequentie van 1 MHz een extra faseverschuiving tussen ingangs- en uitgangssignaal veroorzaken van:

$$\text{phase shift} = \frac{40 \times 4}{2 \times 10^{-9} \times 1 \times 10^6} \times 360 \text{ deg} = 60,5 \text{ deg.}$$

6 MEETRESULTATEN VAN HET OPTISCHE MEETSYSTEEM BIJ HET BEPALEN VAN DE DOORSLAG-SPANNING VAN EEN SPARKGAP

Om experimenteel vast te stellen of de verhouding tussen de uitgangssignalen van twee verschillende meetsystemen een lineair verloop heeft, zijn een tweetal metingen uitgevoerd met de meetopstelling die is weergegeven in figuur 15. Eén meetsysteem bestaat uit enkel een hoogspannings-verzwakker (HV-verzwakker) met een verzwakkingsfactor van 10.000. Het andere meetsysteem bestaat uit een serieschakeling van een HV-verzwakker en het optisch meetsysteem.



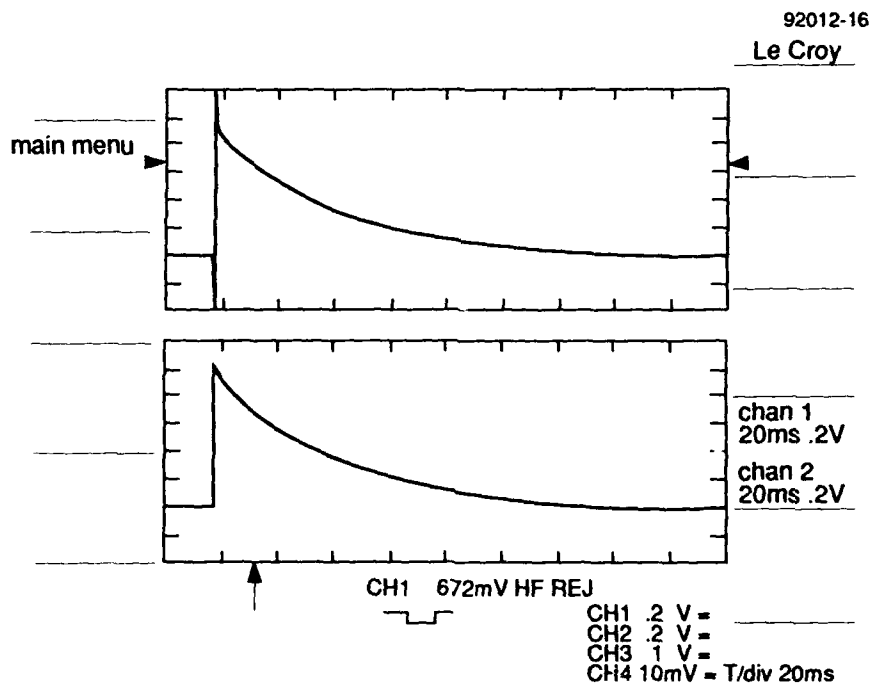
Figuur 15 Meetopstelling voor het bepalen van de 'breakdown voltage' van een sparkgap

In het eerste experiment werd met behulp van het hoogspanningsrelais, dat parallel met de sparkgap is geschakeld, de hoogspanningscondensator (110 μF) ontladen. Met twee identieke HV-spanningsdelers met een verzwakkingsfactor van 10.000 kon de spanning over de 470 Ω weerstand worden gemeten. De uitgang van de ene HV-verzwakker werd rechtstreeks aangesloten op kanaal 1 van een 350 MHz Lecroy oscilloscoop. De uitgang van de andere HV-verzwakker werd

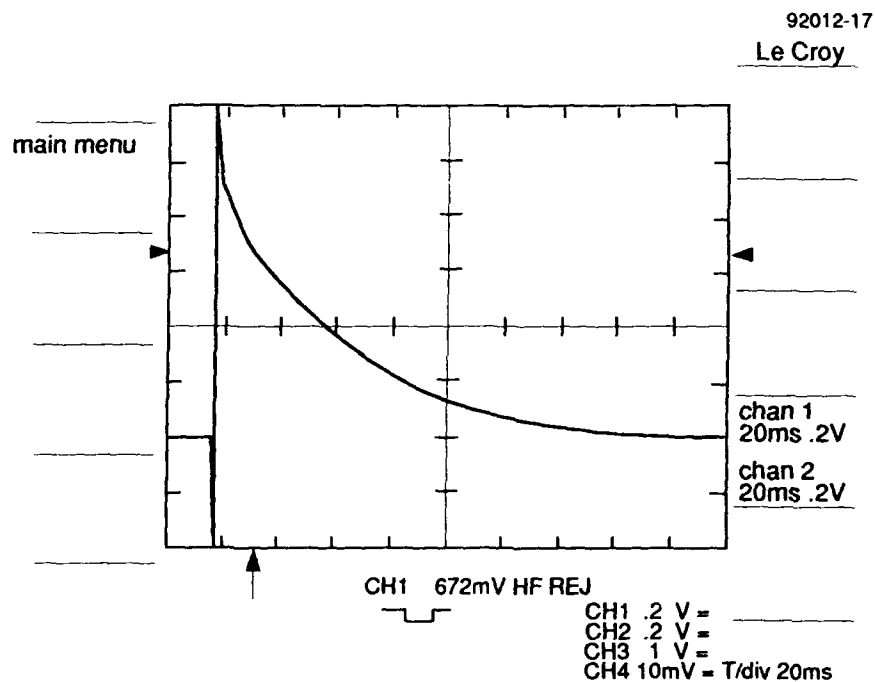
aangesloten op de ingang van het optisch meetsysteem. Kanaal 2 van de Lecroy oscilloscoop was met een BNC kabel gekoppeld aan de uitgang van het optisch meetsysteem. De verbinding tussen zender en ontvanger van het optisch meetsysteem bestond uit een glasvezelkabel met een lengte van 20 m.

In figuur 16 en 17 zijn de meetresultaten van eerder genoemd experiment weergegeven. In de grafieken komt 0,2 V/div. overeen met een spanning van 2000 V/div. in de werkelijke situatie.

Zoals al eerder gemeld is kanaal 1 een weergave van de uitgangsspanning van alleen de HV-verzwakker; kanaal 2 is een weergave van de uitgangsspanning van het optisch meetsysteem (HV-verzwakker en optisch meetsysteem zijn dan in een serie-schakeling met elkaar doorverbonden).



Figuur 16 De gemeten spanning over de 470 Ω weerstand



Figuur 17 De spanningen van beide meetsystemen overlappen elkaar volledig

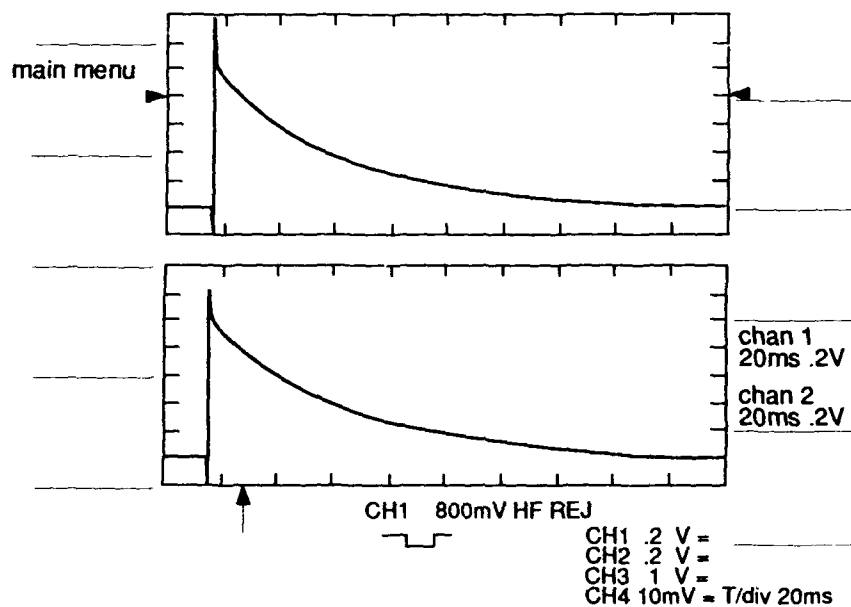
Het tweede experiment is uitgevoerd met de meetopstelling van figuur 15. In dit experiment is de 'breakdown-voltage' van de sparkgap bepaald. Een sparkgap is een hoogspanningscomponent waarin twee bollen op een zekere afstand van elkaar zijn geplaatst. Overschrijdt de spanning tussen beide bollen een door de fabrikant ingestelde waarde (breakdown-voltage), dan ontstaat er een geleidend pad tussen beide bollen. Dit geleidende pad blijft bestaan totdat de de stroom een bepaalde waarde onderschrijdt. Sparkgap's worden in de hoogspanningstechniek toegepast in bijvoorbeeld overspanningsbeveiligingen.

Tijdens het experiment wordt de hoogspanning over de condensator automatisch opgeregeld tot de 'breakdown voltage' van de sparkgap. De EEV sparkgap, type GXF100C, heeft een gespecificeerd breakdown-voltage bereik van 10 kV - 10,5 kV. Uit de meetresultaten (zie figuur 18 en 19) blijkt echter dat de sparkgap pas 'doorslaat' bij een spanning van ca. 10,8 kV. De oorzaak hiervan is nog niet bekend.

Uit de meetresultaten blijkt dat de verhouding tussen de meetsignalen van beide meetsystemen een lineair verloop heeft.

92012-18

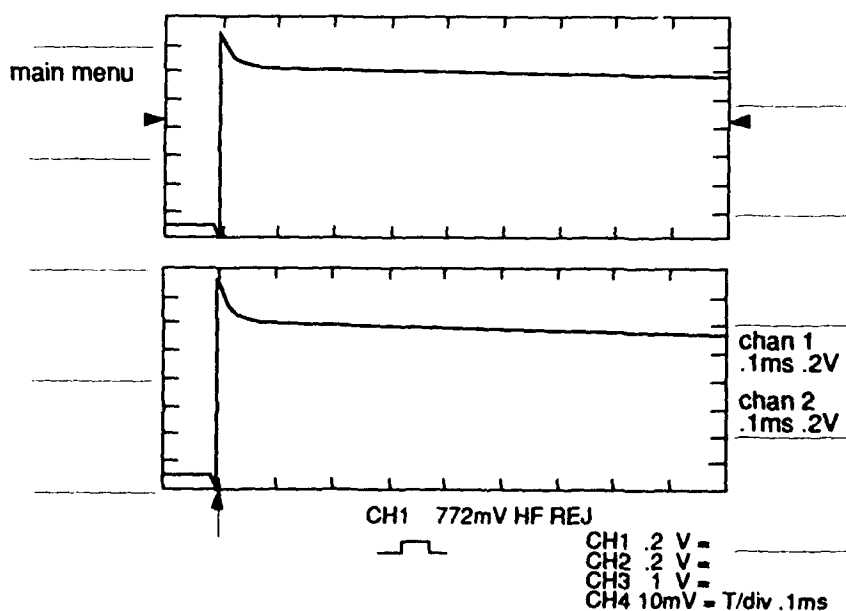
Le Croy



Figuur 18 De gemeten spanningen over de 470 Ω weerstand tijdens een 'sparkgap break down' test

92012-19

Le Croy



Figuur 19 De gemeten spanningen over de 470 Ω weerstand tijdens een 'sparkgap break down test'; de overshoot is duidelijk te wijten aan de HV-verzwakkers

7 CONCLUSIE EN AANBEVELINGEN

Aan het ontwerp van het 27-kanaals optisch meetsysteem, dat ingezet wordt in een omgeving waarin hoge stromen en spanningen optreden, zijn hoge eisen gesteld. Bij het ontwerp en de constructie van de zenderkast van het optisch meetsysteem is rekening gehouden met een groot aantal voorwaarden waarvan betrouwbaarheid, mobiliteit en bedieningsgemak van de zenderkast de belangrijkste zijn.

Voor de zender-elektronica is een compacte en betrouwbare printkaart ontworpen en geconstrueerd. Om de invloed van uitwendige stoorsignalen zo veel mogelijk tegen te gaan, is de binnenzijde van de zenderkast van een geleidende afscherming voorzien.

De zenderkastjes kenmerken zich door een grote mate van mobiliteit en gebruikersvriendelijkheid; ze zijn klein van formaat (24 x 16 x 9,5 cm), de optische verbinding tussen zenderkast en ontvangerkast kan snel worden aangesloten en de zenderkastjes kunnen goed worden gestapeld.

De uitgangssignalen van de ontvangers worden, alvorens op het DAS te worden aangesloten, gefilterd met een 4e orde Bessel laagdoorlaatfilter. Het hoogfrequente ruisniveau neemt hierdoor met -17 dB af.

Na een serie experimenten met de Kapitza opstelling, waarbij zowel een hoge spanning (6 kV) als stroom (135 kA) is gegenereerd, is gebleken dat het bij PML-Pulsfysica ontwikkelde 27-kanaals optisch meetsysteem voldoet aan de gestelde verwachtingen: nauwkeurige en betrouwbare overdracht van de meetsignalen binnen de bandbreedte van het meetsysteem, geen problemen met common mode spanningen doordat elke zender voorzien is van een zwevende voeding (12 V batterij) en een volledige elektrische isolatie tussen meetsensor en DAS.

De uitgangen van de 19" ontvangerkasten worden met coax-kabels aan de DAS kanalen gekoppeld. Het is aan te bevelen om coax-kabels te gebruiken die niet langer zijn dan 2 m. Lange coax-kabels moeten vanwege reflecties met een ohmse weerstand van 50Ω afgesloten worden (50Ω = karakteristieke impedantie van de kabel). Deze belasting kan echter niet worden aangestuurd door het laagdoorlaat-filter op de ontvangerprinten (maximale uitgangsstroom is ~ 5 mA).

8 ONDERTEKENING

Ing. M.A.M. Kaanders

(auteur, projectleider)



9 REFERENTIES

1 Tuinman, E.

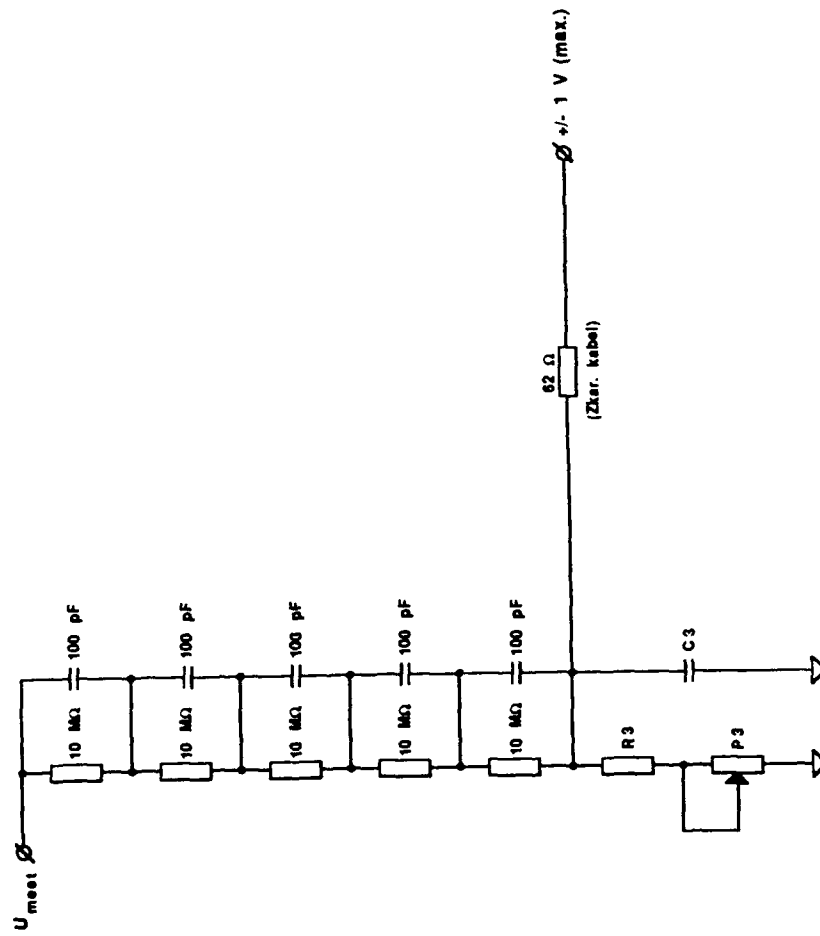
"Characterization and Optimization of the Kapitza facility at PML-Pulse Physics", Proc^s. 7th IEEE Pulsed Power Conference 1989, Monterey, Ca, p134-139

2 Walner, F.

"Tiefpaßfilter für Meßsignale", Messen + rüfen/automatik (oktober 1978) p 667-669

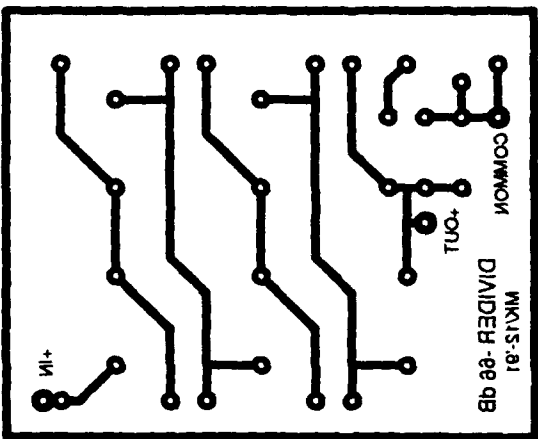
BIJLAGE 1 MEETVERZWAKKERS

PASSIEVE VERZWAKKER ANODE-KATHODE SPANNINGEN VAN DE THYRISTOREN

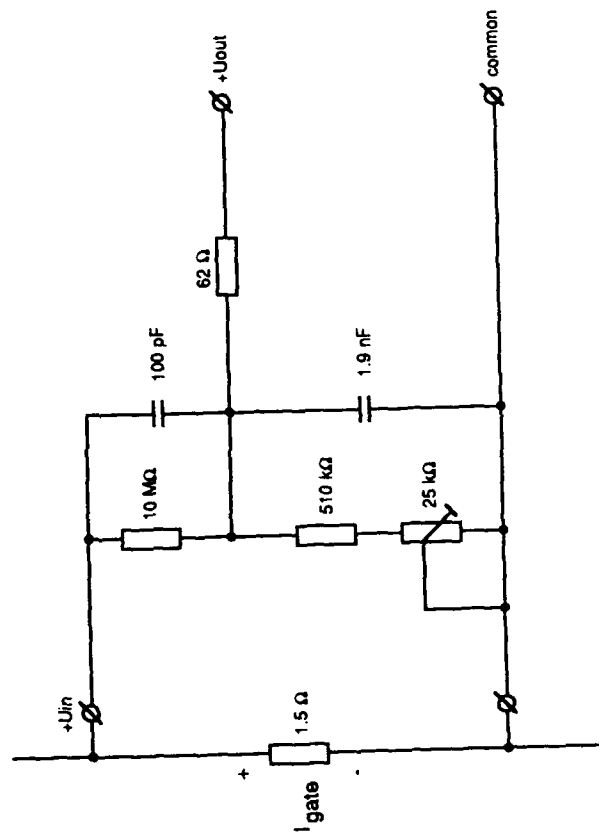


verzwakking -76 dB: potentiometer P3 (1 kΩ) Instellen op 0,9 kΩ ($R3 = 8,2\text{ k}\Omega$); $C3 = 110\text{ nF}$ (doof-thyristoren; $U_{ak\text{ max.}} = 5500\text{ V}$)
 verzwakking -66 dB: potentiometer P3 (5 kΩ) Instellen op 3 kΩ ($R3 = 22\text{ k}\Omega$); $C3 = 40\text{ nF}$ (hoofd-thyristoren; $U_{ak\text{ max.}} = 2000\text{ V}$)

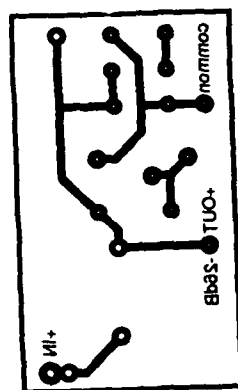
10 MΩ = Metallux, type 967.R (Nijkerk electronica)
 100 pF = Murata, type DHR9-B-101M-15kV (Nijkerk electronica)



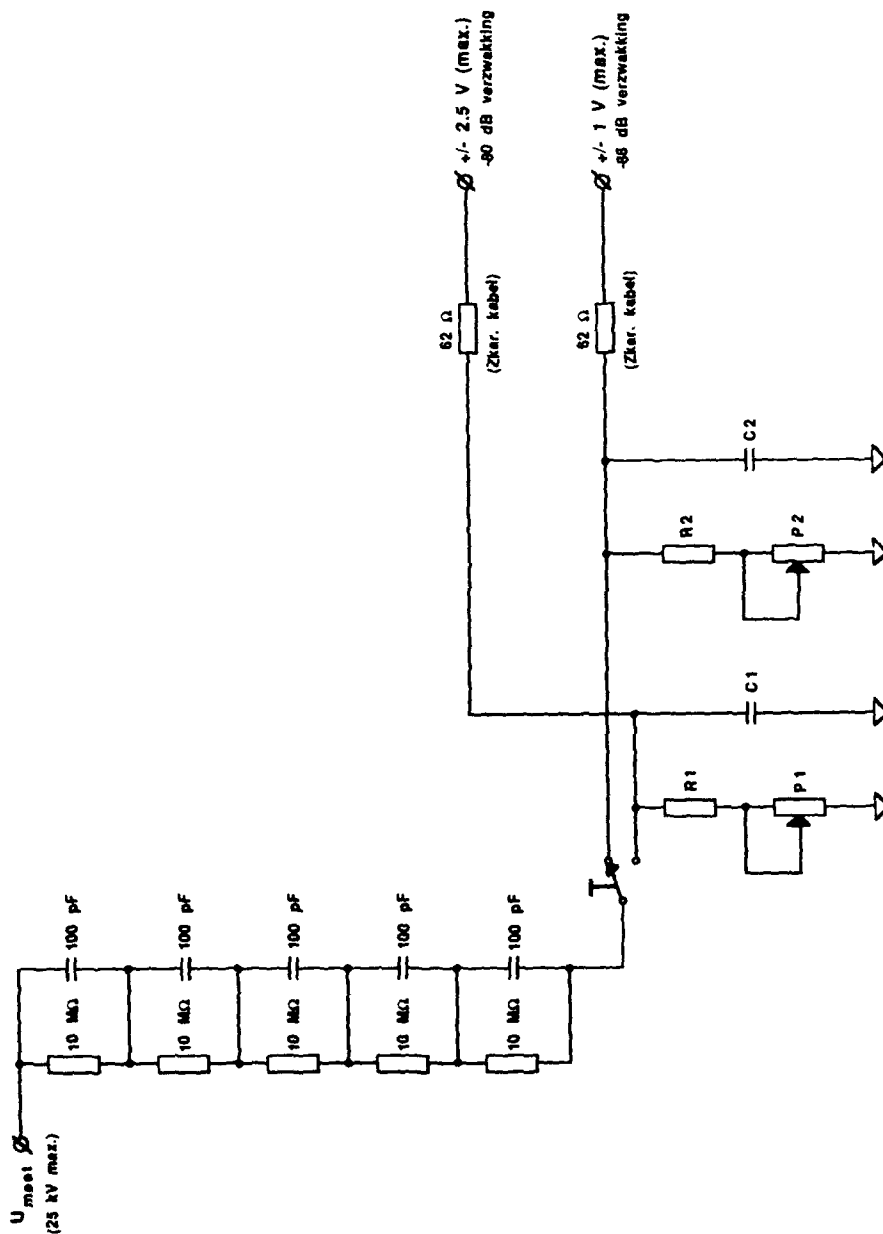
PASSIEVE VERZWAKKER GATESTROOM HFD-THYR. (-26 dB = factor 1/20; 1 A :: 0.5 V)



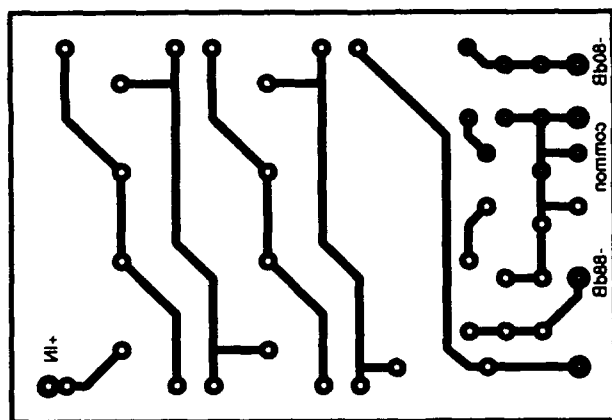
10 M Ω = Metallux, type 967 R (leverancier: Nijkerk electronica)
 100 pF = Murata, type DHR9-B-101M-15KV



PASSIEVE VERZWAKKER SPANNING DOOFCONDENSATOR



verzwakking -80 dB: potentiometer P_1 (500 Ω) Instellen op 300 Ω ($R_1 = 4.7 \text{ k}\Omega$); $C_1 = 200 \text{ nF}$
 verzwakking -88 dB: potentiometer P_2 (500 Ω) Instellen op 200 Ω ($R_2 = 1.8 \text{ k}\Omega$); $C_2 = 500 \text{ nF}$
 10 $\text{M}\Omega$ = Metallux type 967.R
 100 pF = Murata DHR9-B-101M-15kV



TNO-rapport

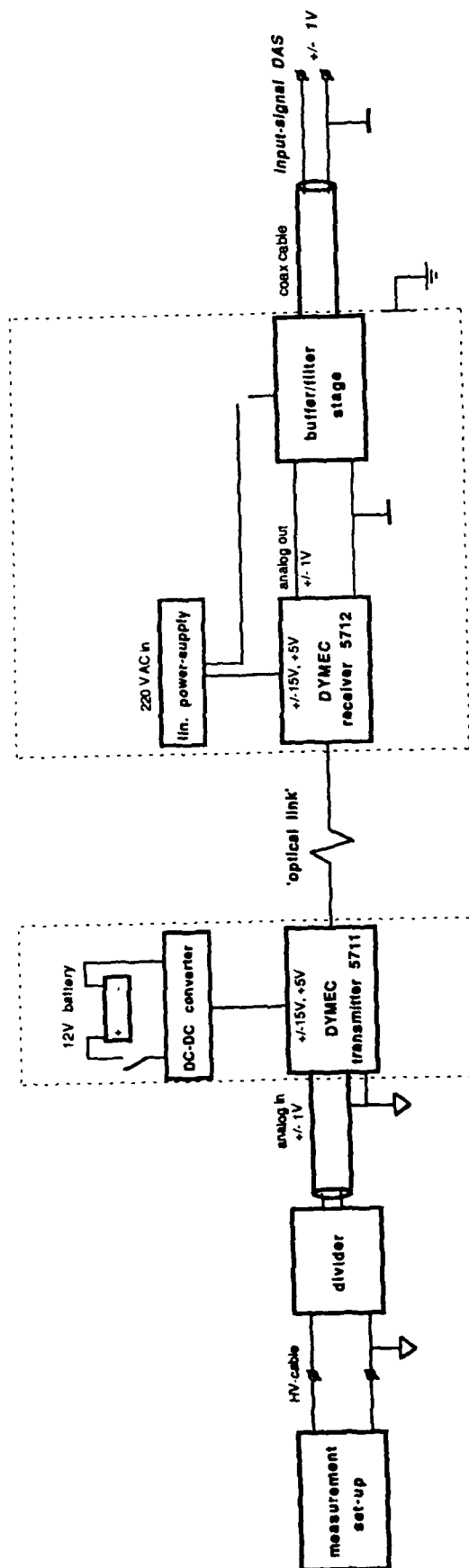
PML 233492012

BIJLAGE 2

Pagina

1

BIJLAGE 2 SCHEMATISCHE WEERGAVE VAN EEN OPTISCH MEETPUNT



BIJLAGE 3 DATA SHEET PMI OP 16EJ



OP-15/OP-16/OP-17

PRECISION JFET-INPUT
OPERATIONAL AMPLIFIERS

Precision Monolithics Inc.

FEATURES (All Devices)

- Significant Performance Advantages over LF155, 156 and 157 Devices.
- Low Input Offset Voltage 500 μ V Max
- Low Input Offset Voltage Drift 2.0 μ V/ $^{\circ}$ C
- Minimum Slew Rate Guaranteed on All Models
- Temperature-Compensated Input Bias Currents
- Guaranteed Input Bias Current @ 125 $^{\circ}$ C
- Bias Current Specified WARMED UP Over Temperature
- Internal Compensation
- Low Input Noise Current 0.01pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
- High Common-Mode Rejection Ratio 100dB
- Models With MIL-STD-883 Processing Available
- 125 $^{\circ}$ C Temperature Tested DICE

OP-15

- 156 Speed With 155 Dissipation (80mW Typ)
- Wide Bandwidth 6MHz
- High Slew Rate 13V/ μ s
- Fast Settling to $\pm 0.1\%$ 1200ns
- Available in Die Form

OP-16

- Higher Slew Rate 25V/ μ s
- Faster Settling to $\pm 0.1\%$ 900ns
- Wider Bandwidth 8MHz
- Available in Die Form

OP-17

- Highest Slew Rate 60V/ μ s
- Fastest Settling to $\pm 0.1\%$ 600ns
- Highest Gain Bandwidth Product ($A_{VCL} = 5 \text{ Min}$) 30MHz
- Available in Die Form

GENERAL DESCRIPTION

The PMI JFET-input series of devices offer clear advantages over industry-generic devices and are superior in both cost and performance to many dielectrically-isolated and hybrid op amps. All devices offer offset voltages as low as 0.5mV with TCV_{OS} guaranteed to 5 μ V/ $^{\circ}$ C. A unique input bias cancellation circuit reduces the I_B by a factor of 10 over conventional designs. In addition, PMI specifies I_B and I_{OS} with the devices warmed up and operating at 25 $^{\circ}$ C ambient.

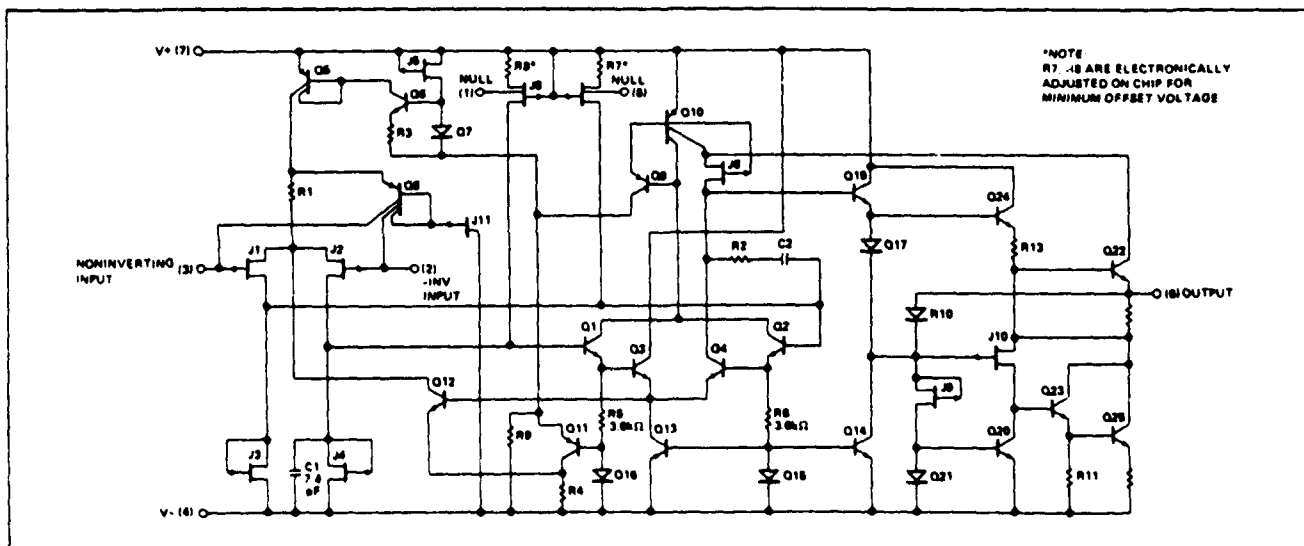
These devices were designed to provide real precision performance along with high speed. Although they can be nulled, the design objective was to provide low offset-voltage without nulling. Systems generally become more cost effective as the number of trim circuits is decreased. PMI achieves this performance by use of an improved Bipolar compatible JFET process coupled with on-chip, zener-zap offset trimming.

The OP-15 provides an excellent combination of high speed and low input offset voltage. In addition, the OP-15 offers the speed of the 156A op amp with the power dissipation of a 155A. The combination of a low input offset voltage of 500 μ V, slew rate of 13V/ μ s, and settling time of 1200ns to 0.1% makes the OP-15 an op amp of both precision and speed. The additional features of low supply current coupled with an input bias current of 9nA at 125 $^{\circ}$ C ambient (not junction) temperature makes the OP-15 ideal for a wide range of applications.

The OP-16 features a slew rate of 25V/ μ s and a settling time of 900ns to 0.1% which represents a significant improvement in speed over the 156. Also, the OP-16 has all the DC features of the OP-15.

The OP-17 has a slew rate of 60V/ μ s and is the best choice for applications requiring high closed-loop gain with high speed. See the OP-42 data sheet for unity gain applications and the OP-215 data sheet for a dual configuration of the OP-15.

SIMPLIFIED SCHEMATIC



ORDERING INFORMATION [†]

$T_A = +25^\circ\text{C}$ V_{OS} MAX (mV)	PACKAGE				OPERATING TEMPERATURE RANGE
	TO-99	CERDIP 8-PIN	PLASTIC 8-PIN	SO 8-PIN	
0.5	OP15AJ*	OP15AZ*	-	-	ML
	OP16AJ*	-	-	-	
	OP17AJ*	OP17AZ*	-	-	
0.5	OP15EJ	OP15EZ	-	-	COM
	OP16EJ	OP16EZ	-	-	
	OP17EJ	OP17EZ	-	-	
1.0	OP15BJ/883	OP15BZ/883	-	-	ML
	OP16BJ/883	OP16BZ/883	-	-	
	OP17BJ*	OP17BZ	-	-	
1.0	OP15FJ	OP15FZ	OP15FP	-	COM
	OP16FJ	OP16FZ	OP16FP	-	
	-	-	OP17FP	-	
3.0	-	OP17CZ/883	-	-	ML
	OP17CJ/883C	-	-	-	
3.0	OP15GJ	OP15GZ	OP15GP	OP15GS	XIND
	OP16GJ	OP16GZ	OP16GP	OP16GS	
	OP17GJ	OP17GZ	OP17GP	OP17GS	

* For devices processed in total compliance to MIL-STD-883, add /883 after part number. Consult factory for 883 data sheet.

[†] Burn-in is available on commercial and industrial temperature range parts in CerDIP, plastic DIP, and TO-can packages. For ordering information, see 1990/91 Data Book, Section 2.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Supply Voltage

All Devices Except C, G (Packaged) & GR Grades $\pm 22\text{V}$

C, G (Packaged) & GR Grades $\pm 18\text{V}$

Operating Temperature

A, B, & C Grades -55°C to $+125^\circ\text{C}$

E & F Grades 0°C to $+70^\circ\text{C}$

G Grade -40°C to $+85^\circ\text{C}$

Maximum Junction Temperature $+150^\circ\text{C}$

DICE Junction Temperature (T_J) -65°C to $+150^\circ\text{C}$

Differential Input Voltage

All Devices Except C, G (Packaged) & GR Grades $\pm 40\text{V}$

C, G (Packaged) & GR Grades $\pm 30\text{V}$

Input Voltage (Note 2)

All Devices Except C, G (Packaged) & GR Grades $\pm 20\text{V}$

C, G (Packaged) & GR Grades $\pm 16\text{V}$

Input Voltage

OP-15A, OP-15B, OP-15E, OP-15F $\pm 20\text{V}$

OP-15G $\pm 16\text{V}$

OP-16A, OP-16B, OP-16E, OP-16F $\pm 20\text{V}$

OP-16C, OP-16G $\pm 16\text{V}$

OP-17A, OP-17B, OP-17E, OP-17F $\pm 20\text{V}$

OP-17C, OP-17G $\pm 16\text{V}$

Output Short-Circuit Duration Indefinite

Storage Temperature Range -65°C to $+150^\circ\text{C}$

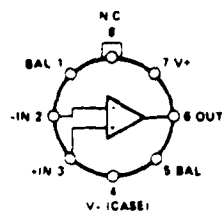
Lead Temperature Range (Soldering, 60 sec) $+300^\circ\text{C}$

PACKAGE TYPE	θ_{JA} (Note 3)	θ_{JC}	UNITS
TO-99 (J)	150	18	$^\circ\text{C/W}$
8-Pin Hermetic DIP (Z)	148	16	$^\circ\text{C/W}$
8-Pin Plastic DIP (P)	103	43	$^\circ\text{C/W}$
8-Pin SO (S)	158	43	$^\circ\text{C/W}$

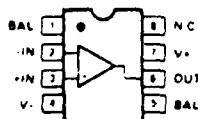
NOTES:

1. Absolute maximum ratings apply to both DICE and packaged parts, unless otherwise noted.
2. Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power-supply voltage.
3. θ_{JA} is specified for worst case mounting conditions, i.e., θ_{JA} is specified for device in socket for TO, CerDIP and P-DIP packages. θ_{JA} is specified for device soldered to printed circuit board for SO package.

PIN CONNECTIONS

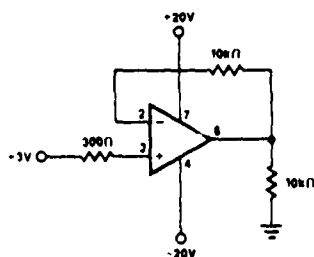


TO-99
(J-Suffix)



8-PIN CERDIP
(Z-Suffix)
8-PIN PLASTIC DIP
(P-Suffix)
8-PIN SO
(S-Suffix)

BURN-IN CIRCUIT



ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_S = \pm 15V$, $T_A = 25^\circ C$, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-15A/E OP-16A/E OP-17A/E			OP-15B/F OP-16B/F OP-17B/F			OP-15G OP-16C/G OP-17C/G			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	V_{OS}	$R_S = 50\Omega$	—	0.2	0.5	—	0.4	1.0	—	0.5	3.0	mV
Input Offset Current	I_{OS}	$T_J = 25^\circ C$ Note 1 Device Operating	—	3	10	—	6	20	—	12	50	μA
		$T_J = 25^\circ C$ Note 1 Device Operating	—	5	22	—	10	40	—	20	100	
		$T_J = 25^\circ C$ Note 1 Device Operating	—	3	10	—	6	20	—	12	50	
Input Bias Current	I_B	$T_J = 25^\circ C$ Note 1 Device Operating	—	± 15	± 50	—	± 30	± 100	—	± 60	± 200	μA
		$T_J = 25^\circ C$ Note 1 Device Operating	—	± 18	± 110	—	± 40	± 200	—	± 80	± 400	
		$T_J = 25^\circ C$ Note 1 Device Operating	—	± 15	± 50	—	± 30	± 100	—	± 60	± 200	
Input Resistance	R_{IN}	OP-15	—	± 20	± 130	—	± 40	± 250	—	± 80	± 500	Ω
		OP-16/OP-17	—	± 20	± 130	—	± 40	± 250	—	± 80	± 500	
Large-Signal Voltage Gain	A_{VO}	$R_L \geq 2k\Omega$ $V_O = \pm 10V$	100	240	—	75	220	—	50	200	—	V/mV
Output Voltage Swing	V_O	$R_L = 10k\Omega$	± 12	± 13	—	± 12	± 13	—	± 12	± 13	—	V
		$R_L = 2k\Omega$	± 11	± 12.7	—	± 11	± 12.7	—	± 11	± 12.7	—	
Supply Current	I_{SV}	OP-15	—	2.7	4.0	—	2.7	4.0	—	2.8	5.0	mA
		OP-16/OP-17	—	4.6	7.0	—	4.6	7.0	—	4.8	8.0	
Slew Rate	SR	$A_{VCL} = +1$ Note 3	OP-15	10	13	—	7.5	11	—	5	9	V/ μs
		$A_{VCL} = -1$ Note 3	OP-16	18	25	—	12	21	—	9	17	
		$A_{VCL} = -5$ Note 3	OP-17	45	60	—	35	50	—	25	40	
Gain Bandwidth Product	GBW	Note 3	OP-15	4.0	6.0	—	3.5	5.7	—	3.0	5.4	MHz
			OP-16	6.0	8.0	—	5.5	7.6	—	5.0	7.2	
			OP-17	20	30	—	15	28	—	11	26	
Closed-Loop Bandwidth	CLBW	$A_{VCL} = +1$	OP-15	—	14	—	—	13	—	—	12	MHz
			OP-16	—	19	—	—	18	—	—	17	
		$A_{VCL} = +5$	OP-17	—	11	—	—	10	—	—	9	
Settling Time	t_S	to 0.01%	—	4.5	—	—	4.5	—	—	4.7	—	μs
		to 0.05% Note 2	OP-15	—	1.5	—	—	1.5	—	—	1.6	
		to 0.10%	—	1.2	—	—	1.2	—	—	1.3	—	
		to 0.01%	—	3.8	—	—	3.8	—	—	4.0	—	
		to 0.05% Note 2	OP-16	—	1.2	—	—	1.2	—	—	1.3	
		to 0.10%	—	0.9	—	—	0.9	—	—	1.0	—	
		to 0.01%	—	1.5	—	—	1.5	—	—	1.6	—	
		to 0.05% Note 4	OP-17	—	0.7	—	—	0.7	—	—	0.8	
		to 0.10%	—	0.6	—	—	0.6	—	—	0.7	—	
Input Voltage Range	V_{IR}		± 10.5	—	—	± 10.5	—	—	± 10.3	—	—	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 10.5V$	86	100	—	86	100	—	—	—	—	dB
		$V_{CM} = \pm 10.3V$	—	—	—	—	—	—	82	96	—	
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 10V$ to $\pm 18V$	—	10	51	—	10	51	—	—	—	$\mu V/V$
		$V_S = \pm 10V$ to $\pm 15V$	—	—	—	—	—	—	—	10	80	
Input Noise Voltage Density	e_n	$f_O = 100Hz$	—	20	—	—	20	—	—	20	—	nV/\sqrt{Hz}
		$f_O = 1000Hz$	—	15	—	—	15	—	—	15	—	
Input Noise Current Density	i_n	$f_O = 100Hz$	—	0.01	—	—	0.01	—	—	0.01	—	pA/\sqrt{Hz}
		$f_O = 1000Hz$	—	0.01	—	—	0.01	—	—	0.01	—	
Input Capacitance	C_{IN}		—	3	—	—	3	—	—	3	—	pF

NOTES:

- Input bias current is specified for two different conditions. The $T_J = 25^\circ C$ specification is with the junction at ambient temperature; the Device Operating specification is with the device operating in a warmed-up condition at $25^\circ C$ ambient. The warmed-up bias current value is correlated to the junction temperature value via the curves of I_B vs T_J and I_B vs T_A . PMI has a bias current compensation circuit which gives improved bias current over the standard JFET input op amps. I_B and I_{OS} are measured at $V_{CM} = 0$.
- Settling time is defined here for a unity gain inverter connection using $2k\Omega$ resistors. It is the time required for the error voltage, the voltage at the

inverting input pin on the amplifier, to settle to within a specified percent of its final value from the time a 10V step input is applied to the inverter. See settling time test circuit.

3. Sample tested

- Settling time is defined here for a $A_{VCL} = -5$ connection with $R_F = 2k\Omega$. It is the time required for the error voltage, the voltage at the inverting input pin on the amplifier, to settle to within 0.01% of its final value from the time a 2V step input is applied to the inverter. See settling time test circuit.

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** at $V_S = \pm 15V$ $-55^\circ C \leq T_A \leq 125^\circ C$ unless otherwise noted

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-15A OP-16A OP-17A			OP-15B OP-16B OP-17B			OP-16C OP-17C			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	V_{OS}	$R_S = 50k\Omega$	—	0.4	0.9	—	0.7	2.0	—	0.9	4.5	mV
Average Input Offset Voltage Drift		Note 2										
Without External Trim	TCV_{OS}		—	2	5	—	3	10	—	4	15	$\mu V/^\circ C$
With External Trim	TCV_{OSn}	$R_P = 100k\Omega$	—	2	—	—	3	—	—	4	—	
Input Offset Current Note 1	I_{OS}	$T_J = 125^\circ C$ $T_A = 125^\circ C$ Device Operating	—	0.6	4.0	—	0.0	6.0	—	1.0	9.0	nA
		OP-15	—	0.8	7.0	—	1.2	11	—	1.5	17	
		$T_J = 125^\circ C$ $T_A = 125^\circ C$ Device Operating	—	0.6	4.0	—	0.8	6.0	—	1.0	9.0	
		OP-16/OP-17	—	1.0	8.5	—	1.3	14.5	—	1.7	22	
Input Bias Current Note 1	I_B	$T_J = 125^\circ C$ $T_A = 125^\circ C$ Device Operating	—	± 1.2	± 5.0	—	± 1.5	± 7.5	—	± 1.8	± 10	nA
		OP-15	—	± 1.7	± 9.0	—	± 2.2	± 14	—	± 2.7	± 19	
		$T_J = 125^\circ C$ $T_A = 125^\circ C$ Device Operating	—	± 1.2	± 5.0	—	± 1.5	± 7.5	—	± 1.8	± 10	
		OP-16/OP-17	—	± 2.0	± 11	—	± 2.5	± 18	—	± 3.0	± 25	
Input Voltage Range	IVR		± 10.4	—	—	± 10.4	—	—	± 10.25	—	—	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 10.4V$	85	97	—	85	97	—	—	—	—	dB
		$V_{CM} = \pm 10.25V$	—	—	—	—	—	—	80	93	—	
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 10V$ to $\pm 18V$	—	15	57	—	15	57	—	—	—	dB
		$V_S = \pm 10V$ to $\pm 15V$	—	—	—	—	—	—	—	23	100	
Large-Signal Voltage Gain	A_{VO}	$R_L \geq 2k\Omega$ $V_O = \pm 10V$	35	120	—	30	110	—	25	100	—	V/mV
Output Voltage Swing	V_O	$R_L \geq 10k\Omega$	± 12	± 13	—	± 12	± 13	—	± 12	± 13	—	V

NOTES:

- Input bias current is specified for two different conditions. The $T_J = 25^\circ C$ specification is with the junction at ambient temperature; the Device Operating specification is with the device operating in a warmed-up condition at $25^\circ C$ ambient. The warmed-up bias current value is correlated to the junction temperature value via the curves of I_B vs T_J and I_B vs T_A . PMI has a bias current compensation circuit which gives improved bias current over the standard JFET input op amps. I_B and I_{OS} are measured at $V_{CM} = 0$.
- Sample tested

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_S = \pm 15V$, $0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$ for E and F, $-40 \leq T_A \leq +85^\circ C$ for G grade, unless otherwise noted

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-15E OP-16E OP-17E			OP-15F OP-16F OP-17F			OP-15G OP-16G OP-17G			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	V_{OS}	$R_S = 50\Omega$	—	0.3	0.75	—	0.55	1.5	—	0.7	3.8	mV
Average Input Offset Voltage Drift												
Without External Trim	TCV_{OS}		—	2	5	—	3	10	—	4	30	$\mu V/^\circ C$
With External Trim	TCV_{OSn}	$R_P = 100k\Omega$	—	2	—	—	3	—	—	4	—	
Input Offset Current Note 1	I_{OS}	$T_J = 70^\circ C$ $T_A = 70^\circ C$ Device Operating	—	0.04	0.30	—	0.06	0.45	—	0.08	0.65	nA
		OP-15	—	0.06	0.55	—	0.08	0.80	—	0.10	1.2	
		$T_J = 70^\circ C$ $T_A = 70^\circ C$ Device Operating	—	0.04	0.30	—	0.06	0.45	—	0.08	0.65	
		OP-16/OP-17	—	0.07	0.70	—	0.10	1.1	—	0.15	1.7	
Input Bias Current Note 1	I_B	$T_J = 70^\circ C$ $T_A = 70^\circ C$ Device Operating	—	± 0.10	± 0.40	—	± 0.12	± 0.60	—	± 0.14	± 0.80	nA
		OP-15	—	± 0.13	± 0.75	—	± 0.16	± 1.1	—	± 0.19	± 1.5	
		$T_J = 70^\circ C$ $T_A = 70^\circ C$ Device Operating	—	± 0.10	± 0.40	—	± 0.12	± 0.60	—	± 0.14	± 0.80	
		OP-16/OP-17	—	± 0.15	± 0.90	—	± 0.20	± 1.4	—	± 0.25	± 2.0	
Input Voltage Range	IVR		± 10.4	—	—	± 10.4	—	—	± 10.25	—	—	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 10.4V$	85	98	—	85	98	—	—	—	—	dB
		$V_{CM} = \pm 10.25V$	—	—	—	—	—	—	80	94	—	
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 10V$ to $\pm 18V$	—	13	57	—	13	57	—	—	—	$\mu V/V$
		$V_S = \pm 10V$ to $\pm 15V$	—	—	—	—	—	—	—	20	100	
Large-Signal Voltage Gain	A_{VO}	$R_L \geq 2k\Omega$ $V_O = \pm 10V$	65	200	—	50	180	—	35	180	—	V/mV
Output Voltage Swing	V_O	$R_L \geq 10k\Omega$	± 12	± 13	—	± 12	± 13	—	± 12	± 13	—	V

NOTES:

1. Input bias current is specified for two different conditions. The $T_J = 25^\circ C$ specification is with the junction at ambient temperature. The Device Operating specification is with the device operating in a warmed-up condition at $25^\circ C$ ambient. The warmed-up bias current value is correlated to the junction temperature value via the curves of I_B vs T_J and I_B vs T_A . PMI has a bias current compensation circuit which gives improved bias current over the standard JFET input op amps. I_B and I_{OS} are measured at $V_{CM} = 0$.

2. Sample tested

DICE CHARACTERISTICS (125°C TESTED DICE AVAILABLE)

OP-15	OP-16	OP-17
DIE SIZE 0.068 × 0.056 inch, 3808 sq. mils (1.73 × 1.42mm, 2.46 sq. mm)	DIE SIZE 0.068 × 0.056 inch, 3808 sq. mils (1.73 × 1.42mm, 2.46 sq. mm)	DIE SIZE 0.068 × 0.056 inch, 3808 sq. mils (1.73 × 1.42mm, 2.46 sq. mm)
1. BALANCE 2. INVERTING INPUT 3. NONINVERTING INPUT 4. V- 5. BALANCE 6. OUTPUT 7. V+	1. BALANCE 2. INVERTING INPUT 3. NONINVERTING INPUT 4. V- 5. BALANCE 6. OUTPUT 7. V+	1. BALANCE 2. INVERTING INPUT 3. NONINVERTING INPUT 4. V- 5. BALANCE 6. OUTPUT 7. V+
For additional DICE ordering information, refer to 1990/91 Data Book, Section 2.		

WAFER TEST LIMITS at $V_S = \pm 15V$, $T_A = 25^\circ C$ for OP-15/16/17N, OP-15/16/17G and OP-15/16/17GR devices. $T_A = 125^\circ C$ for OP-15/16/17NT and OP-15/16/17GT devices, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-15NT OP-16NT OP-17NT LIMIT	OP-15N OP-16N OP-17N LIMIT	OP-15GT OP-16GT OP-17GT LIMIT	OP-15G OP-16G OP-17G LIMIT	OP-15GR OP-16GR OP-17GR LIMIT	UNIT
Input Offset Voltage	V_{OS}	$R_S = 50\Omega$	0.9	0.5	2.0	1.0	3.0	mV
Large-Signal Voltage Gain	A_{VO}	$V_O = \pm 10V$ $R_L = 2k\Omega$	35	100	30	75	50	V/mV
Input Voltage Range	IVR		± 10.4	± 10.5	± 10.4	± 10.5	± 10.3	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm IVR$	85	86	85	86	82	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 10V$ to $\pm 20V$ $V_S = \pm 10V$ to $\pm 15V$	57 —	51 —	57 —	51 —	— 80	— dB
Output Voltage Swing	V_O	$R_L = 10k\Omega$ $R_L = 2k\Omega$	± 12 —	± 12 ± 11	± 12 —	± 12 ± 11	± 12 ± 11	V
Supply Current	I_{SV}	OP-15 OP-16, OP-17	— —	4 7	—	4 7	5 8	mA
Input Bias Current	I_B	OP-15 OP-16, OP-17	— ± 11	— —	± 14 ± 16	— —	— —	nA
Input Offset Current	I_{OS}	OP-15 OP-16, OP-17	7.0 8.5	— —	11.0 14.5	— —	— —	nA

NOTES:

For 25°C characteristics of OP-15/16/17NT and OP-15/16/17GT see OP-15/16/17N and OP-15/16/17G characteristics, respectively.

Electrical tests are performed at wafer probe to the limits shown. Due to variations in assembly methods and normal yield loss, yield after packaging is guaranteed for standard product dice. Consult factory to negotiate specifications based on dice lot qualification through sample lot assembly and testing.

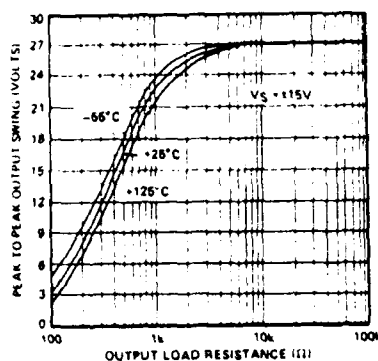
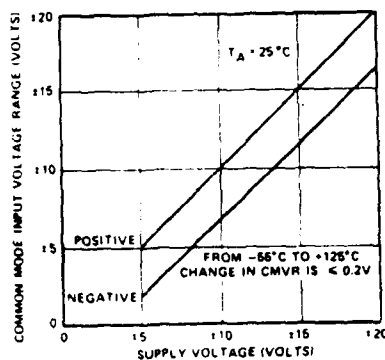
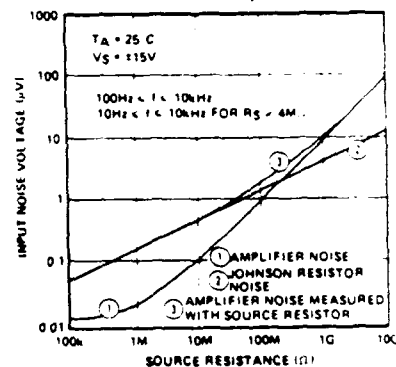
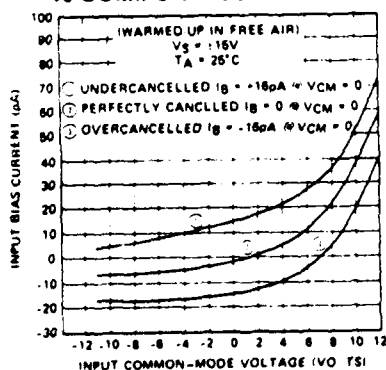
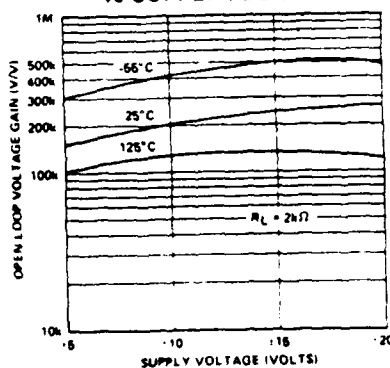
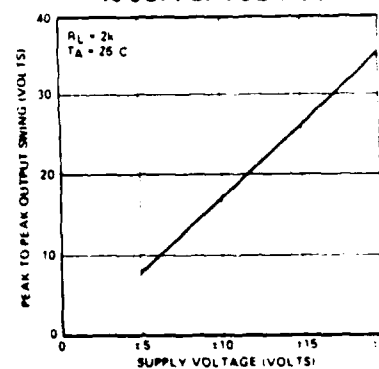
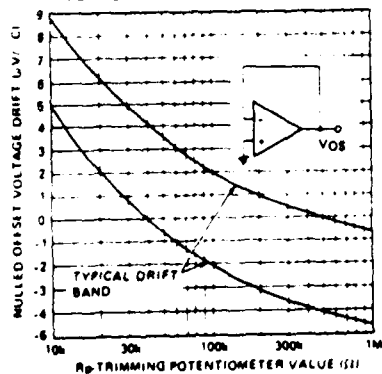
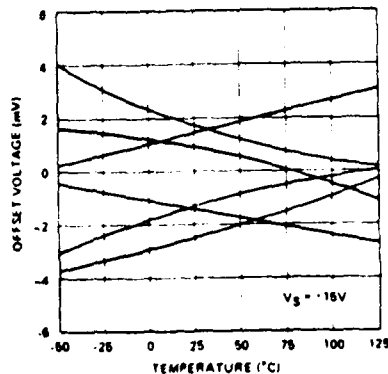
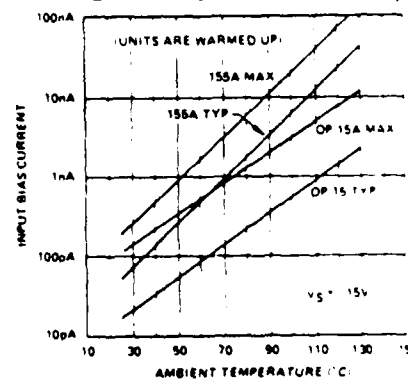
TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_S = \pm 15V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-15NT OP-16NT OP-17NT TYPICAL	OP-15N OP-16N OP-17N TYPICAL	OP-15GT OP-16GT OP-17GT TYPICAL	OP-15G OP-16G OP-17G TYPICAL	OP-15GR OP-16GR OP-17GR TYPICAL	UNITS
Average Input Offset Drift Unnulled	TCV_{OS}		2	2	3	3	4	$\mu V/^\circ C$
Average Input Offset Drift Nullled	TCV_{OSn}	$R_p = 100k\Omega$	2	2	3	3	4	$\mu V/^\circ C$
Input Offset Current	I_{OS}		3	3	3	3	3	pA
Input Bias Current	I_B		± 15	± 15	± 15	± 15	± 15	pA
Slew Rate	SR	$A_{VCL} = +1$	OP-15 13	13	11	11	9	$V/\mu s$
		OP-16	25	25	21	21	17	
		$A_{VCL} = +5$	OP-17 60	60	50	50	40	
		to 0.01%	4.5	4.5	4.5	4.5	4.7	
		to 0.05%	1.5	1.5	1.5	1.5	1.6	
Settling Time see settling time test circuits	t_s	to 0.10%	1.2	1.2	1.2	1.2	1.3	μs
		to 0.01%	3.8	3.8	3.8	3.8	4.0	
		to 0.05%	1.2	1.2	1.2	1.2	1.3	
		to 0.10%	0.9	0.9	0.9	0.9	1.0	
		to 0.01%	1.5	1.5	1.5	1.5	1.6	
Gain Bandwidth Product	GBW	OP-15	60	60	57	57	54	MHz
		OP-16	80	80	76	76	72	
		OP-17	30	30	28	28	26	
Closed-Loop Bandwidth	CLBW	$A_{VCL} = +1$	OP-15 14	14	13	13	12	MHz
		OP-16	19	19	18	18	17	
		$A_{VCL} = +5$	OP-17 11	11	10	10	9	
Input Noise Voltage Density	e_n	$f = 100Hz$	20	20	20	20	20	nV/\sqrt{Hz}
		$f = 1000Hz$	15	15	15	15	15	
Input Noise Current Density	i_n	$f = 100Hz$	0.01	0.01	0.01	0.01	0.01	pA/\sqrt{Hz}
		$f = 1000Hz$	0.01	0.01	0.01	0.01	0.01	
Input Capacitance	C_{IN}		3	3	3	3	3	pF

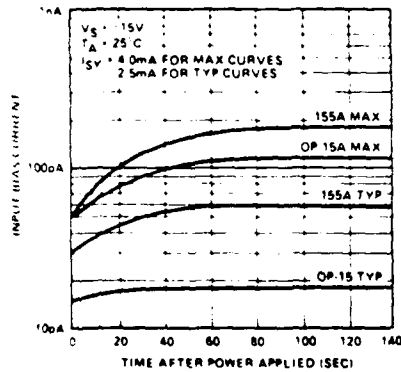
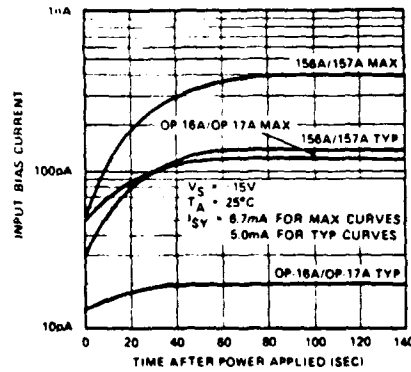
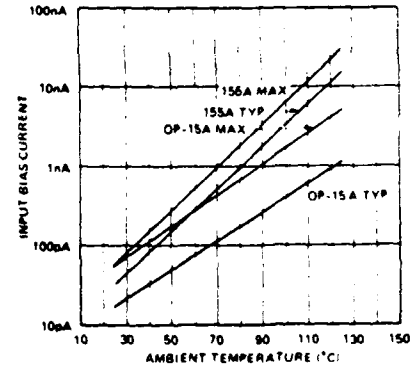
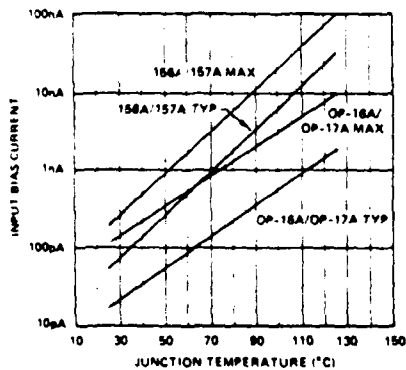
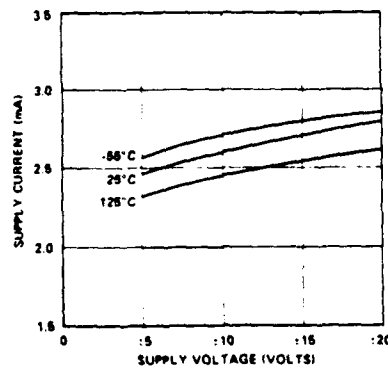
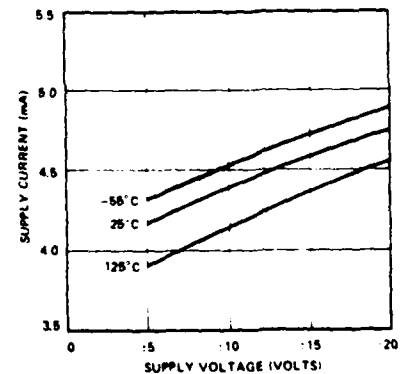
NOTES:

For $25^\circ C$ characteristics of OP-15/16/17NT and OP-15/16/17GT, see OP-15/16/17N and OP-15/16/17G characteristics, respectively

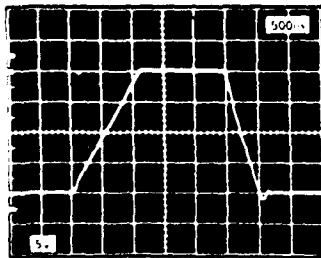
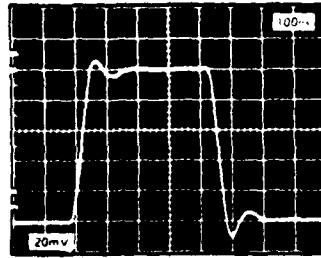
TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (OP-15/OP-16/OP-17)

MAXIMUM OUTPUT SWING
vs LOAD RESISTANCECOMMON-MODE INPUT
VOLTAGE RANGE
vs SUPPLY VOLTAGEVOLTAGE NOISE vs
SOURCE RESISTANCEINPUT BIAS CURRENT
vs COMMON-MODE VOLTAGEOPEN-LOOP
VOLTAGE GAIN
vs SUPPLY VOLTAGEOUTPUT VOLTAGE SWING
vs SUPPLY VOLTAGENULLED OFFSET
VOLTAGE DRIFT
vs POTENTIOMETER SIZEOFFSET VOLTAGE DRIFT
vs TEMPERATURE OF
REPRESENTATIVE UNITSINPUT BIAS CURRENT vs
AMBIENT TEMPERATURE (UNITS
ARE WARMED-UP IN FREE AIR)

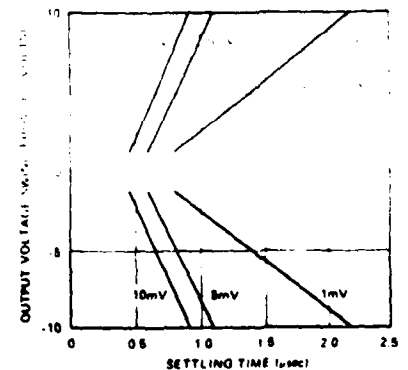
TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (OP-15/OP-16/OP-17)

BIAS CURRENT vs TIME
IN FREE AIR
(OP-15)BIAS CURRENT vs TIME
IN FREE AIR
(OP-16/OP-17)INPUT BIAS CURRENT vs
AMBIENT TEMPERATURE (UNITS
ARE WARMED-UP IN FREE AIR)
(OP-15)INPUT BIAS CURRENT vs
AMBIENT TEMPERATURE (UNITS
ARE WARMED-UP IN FREE AIR)
(OP-16/OP-17)SUPPLY CURRENT
vs SUPPLY VOLTAGE
(OP-15)SUPPLY CURRENT
vs SUPPLY VOLTAGE
(OP-16/OP-17)

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (OP-15)

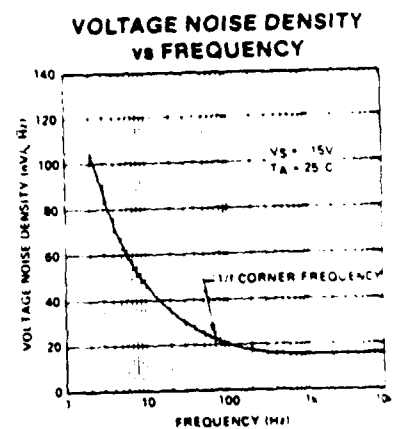
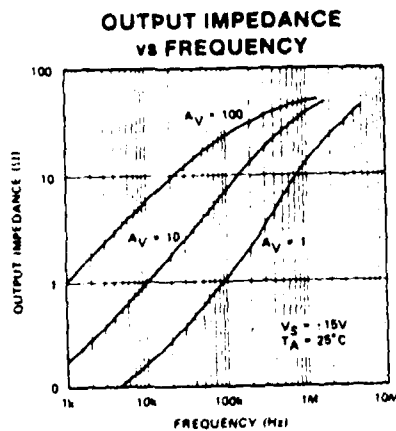
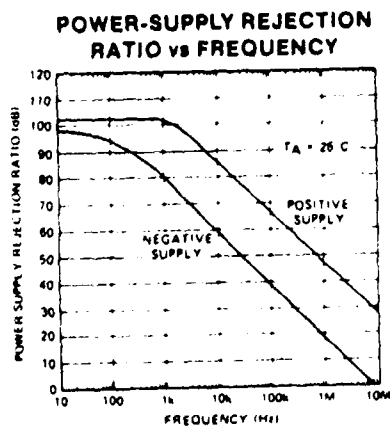
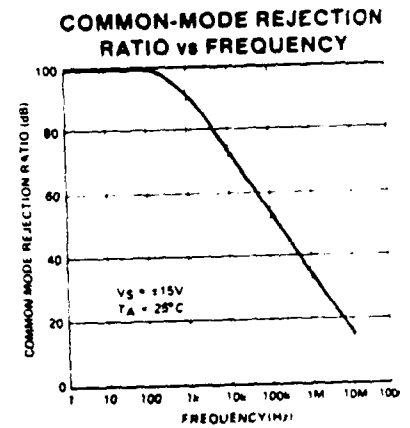
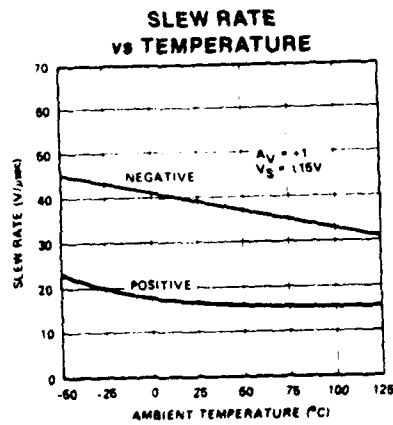
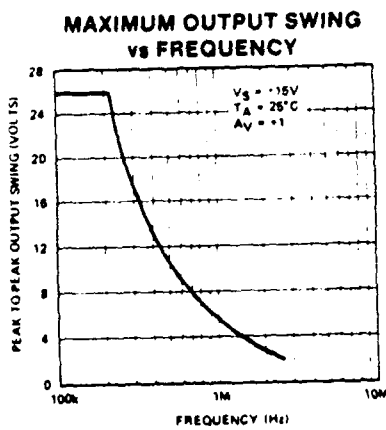
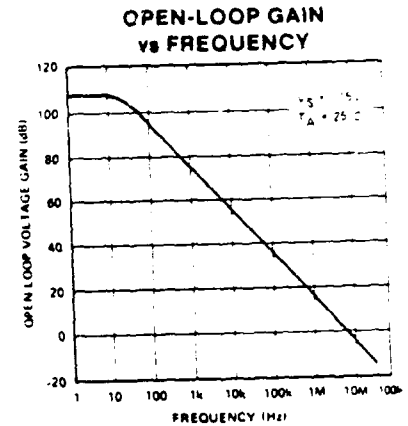
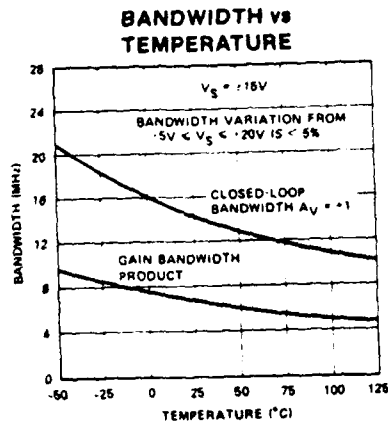
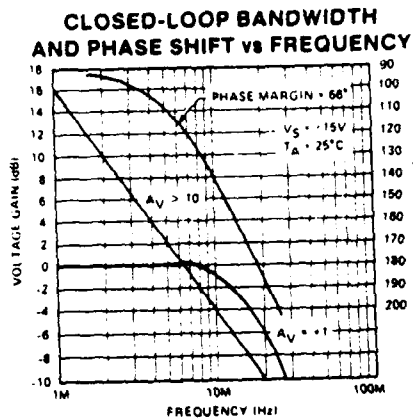
LARGE-SIGNAL
TRANSIENT RESPONSESMALL-SIGNAL
TRANSIENT RESPONSE

SETTLING TIME

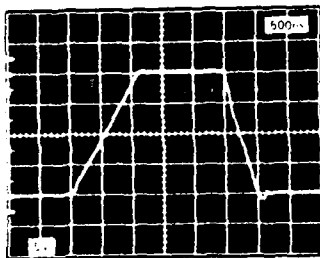
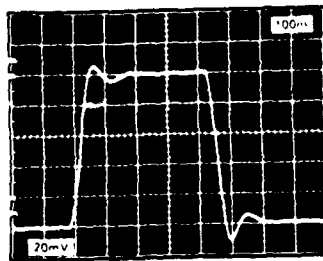




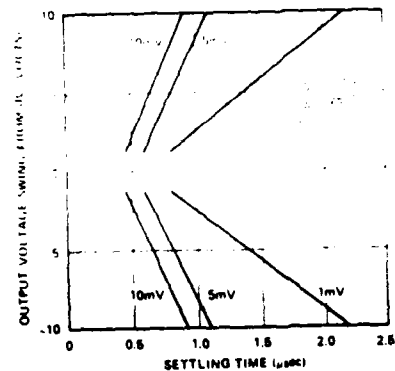
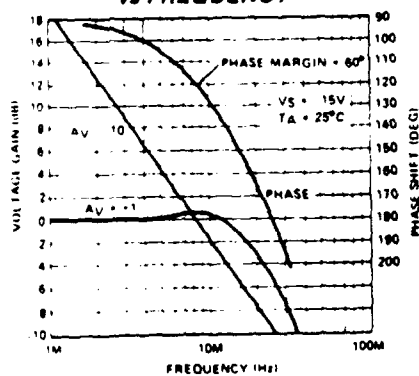
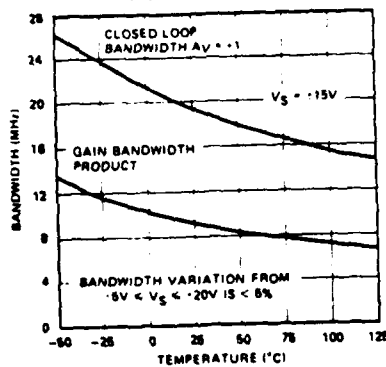
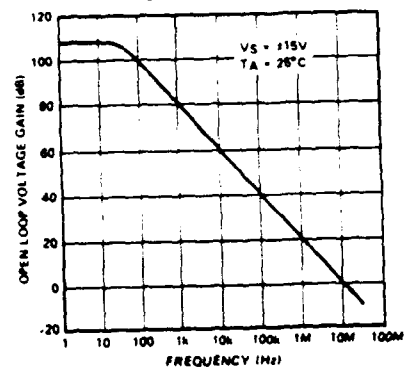
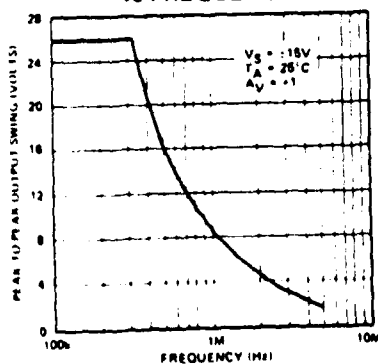
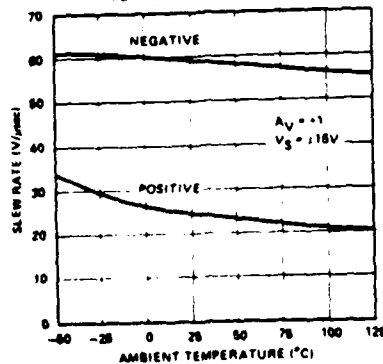
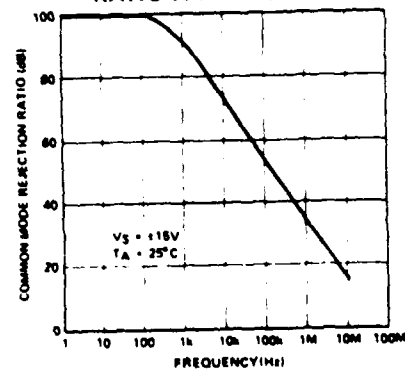
TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (OP-15)



TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (OP-16)

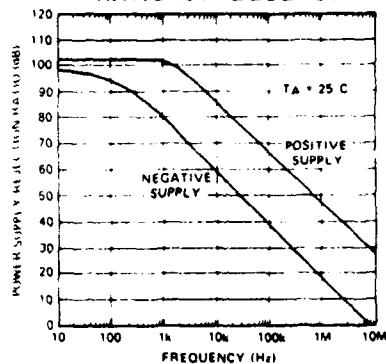
LARGE-SIGNAL
TRANSIENT RESPONSESMALL-SIGNAL
TRANSIENT RESPONSE

SETTLING TIME

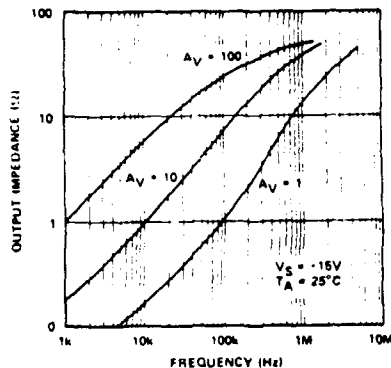
CLOSED-LOOP BANDWIDTH
AND PHASE SHIFT
vs FREQUENCYBANDWIDTH vs
TEMPERATUREOPEN-LOOP GAIN
vs FREQUENCYMAXIMUM OUTPUT SWING
vs FREQUENCYSLEW RATE
vs TEMPERATURECOMMON-MODE REJECTION
RATIO vs FREQUENCY

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (OP-16)

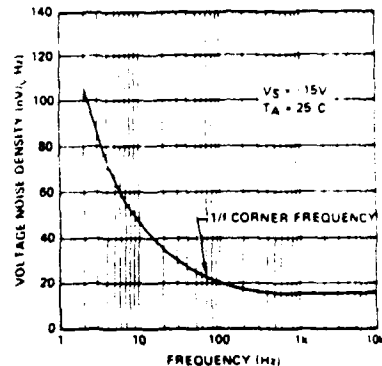
POWER-SUPPLY REJECTION RATIO vs FREQUENCY



OUTPUT IMPEDANCE vs FREQUENCY

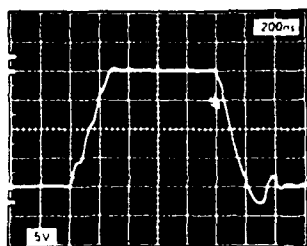


VOLTAGE NOISE DENSITY vs FREQUENCY

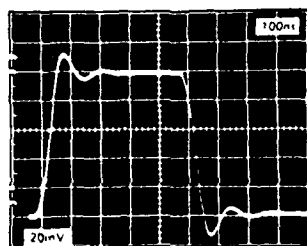


TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (OP-17)

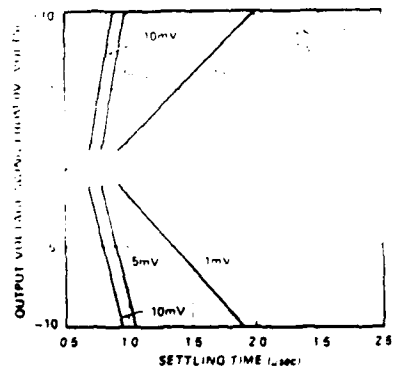
LARGE-SIGNAL TRANSIENT RESPONSE



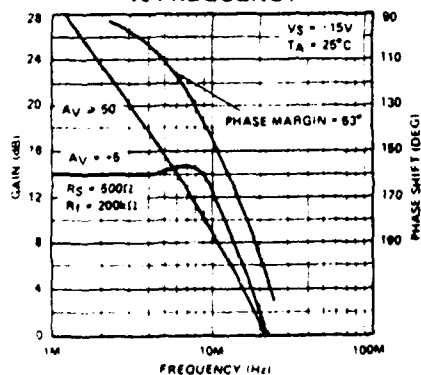
SMALL-SIGNAL TRANSIENT RESPONSE



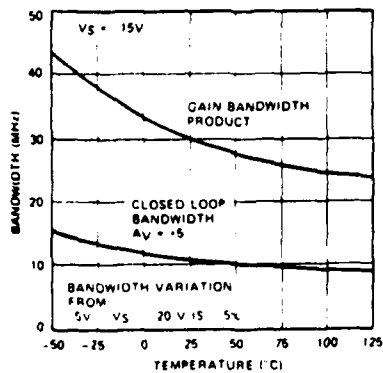
SETTLING TIME



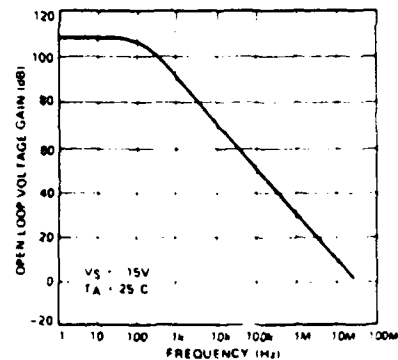
CLOSED-LOOP BANDWIDTH AND PHASE SHIFT vs FREQUENCY



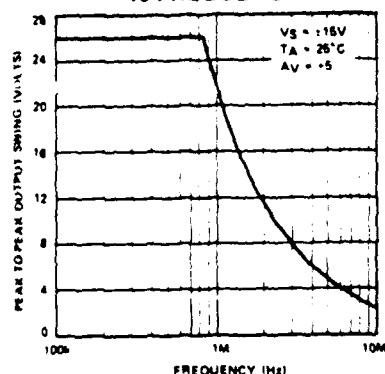
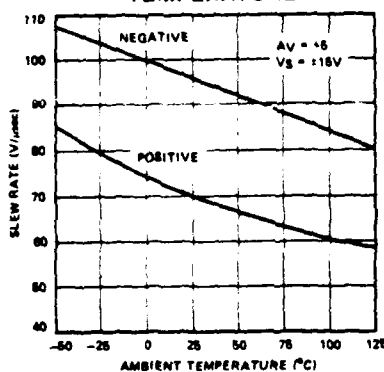
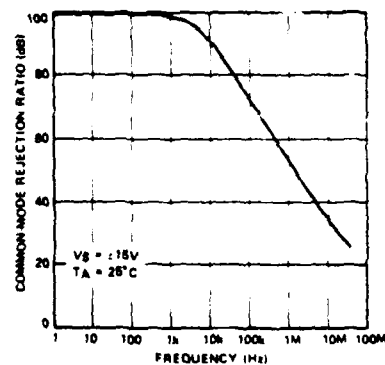
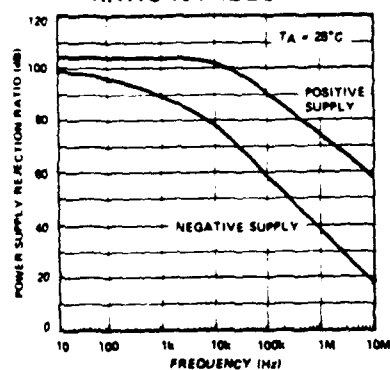
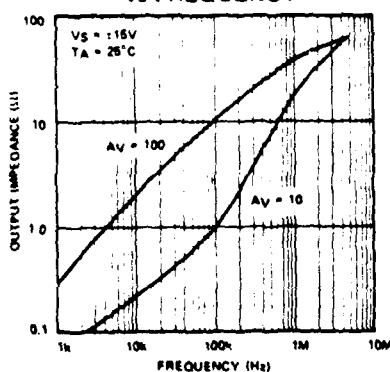
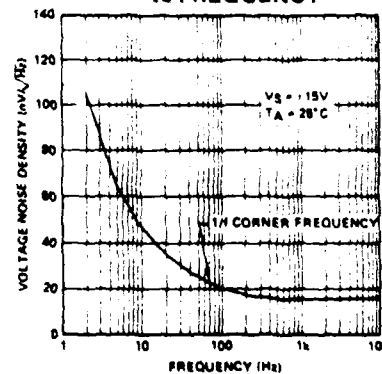
BANDWIDTH vs TEMPERATURE



OPEN-LOOP FREQUENCY RESPONSE

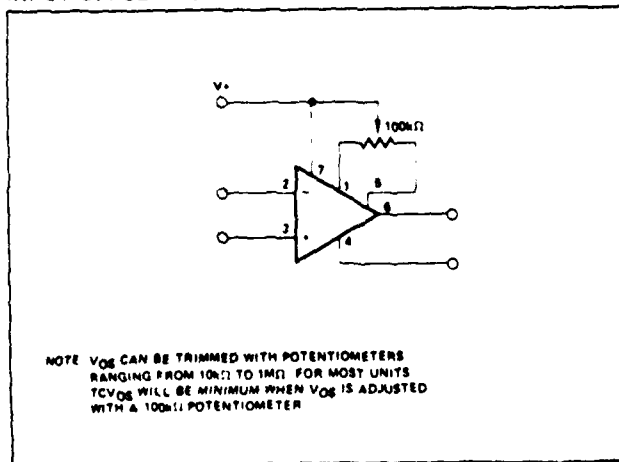


TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (OP-17)

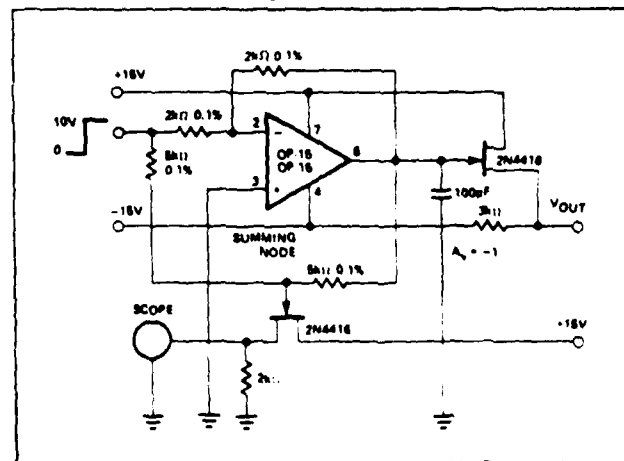
MAXIMUM OUTPUT SWING
vs FREQUENCYSLEW RATE vs
TEMPERATURECOMMON-MODE REJECTION
RATIO vs FREQUENCYPOWER-SUPPLY REJECTION
RATIO vs FREQUENCYOUTPUT IMPEDANCE
vs FREQUENCYVOLTAGE NOISE
vs FREQUENCY

BASIC CONNECTIONS

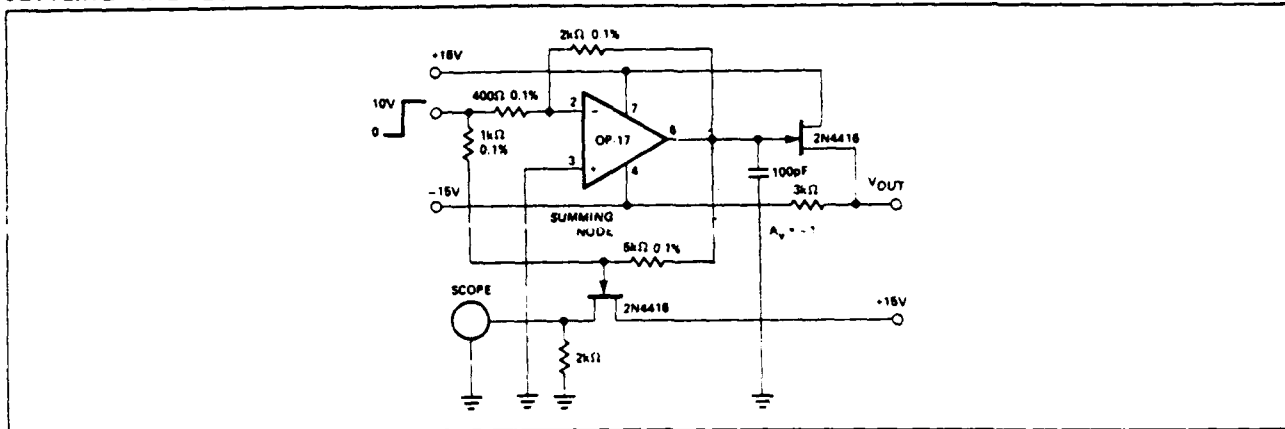
INPUT OFFSET VOLTAGE NULLING



SETTLING-TIME TEST CIRCUIT — OP-15/OP-16

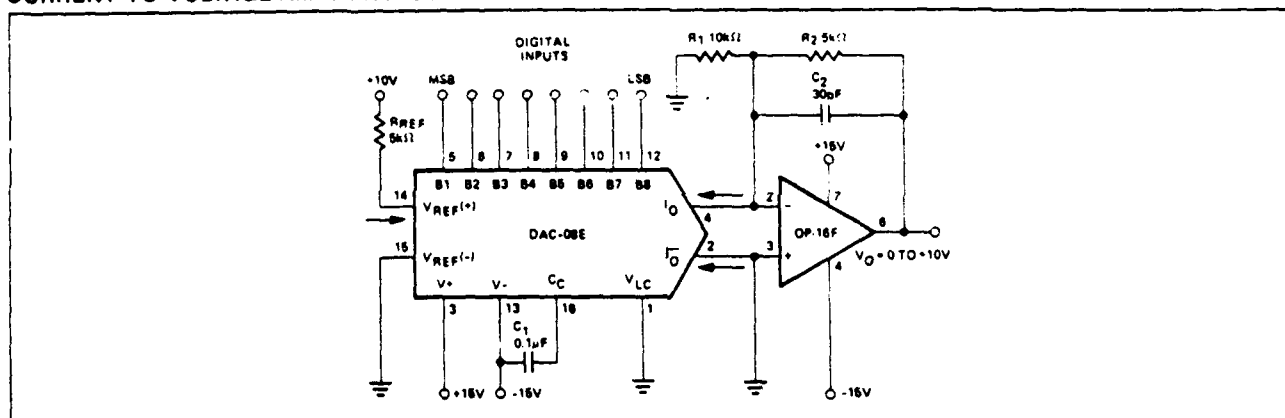


SETTLING-TIME TEST CIRCUIT — OP-17



TYPICAL APPLICATIONS

CURRENT-TO-VOLTAGE AMPLIFIER OUTPUT



APPLICATIONS INFORMATION

DYNAMIC OPERATING CONSIDERATIONS

As with most amplifiers, care should be taken with lead dress, component placement, and supply decoupling in order to ensure stability. For example, resistors from the output to an input should be placed with the body close to the input to minimize "pick-up" and maximize the frequency of the feedback pole by minimizing the capacitance from the input to ground.

A feedback pole is created when the feedback around any amplifier is resistive. The parallel resistance and capacitance

from the input of the device (usually the inverting input) to AC ground set the frequency of the pole. In many instances the frequency of this pole is much greater than the expected 3dB frequency of the closed-loop gain and consequently there is negligible effect on stability margin. However, if the feedback pole is less than approximately six times the expected 3dB frequency, a lead capacitor should be placed from the output to the negative input of the op-amp. The value of the added capacitor should be such that the RC time-constant of this capacitor and the resistance it parallels is greater than, or equal to, the original feedback pole time constant.

TNO-rapport

PML 233492012

BIJLAGE 4

Pagina

1

BIJLAGE 4 SPECIFICATIESHEET DYMEC 5711/5712

DYMEC

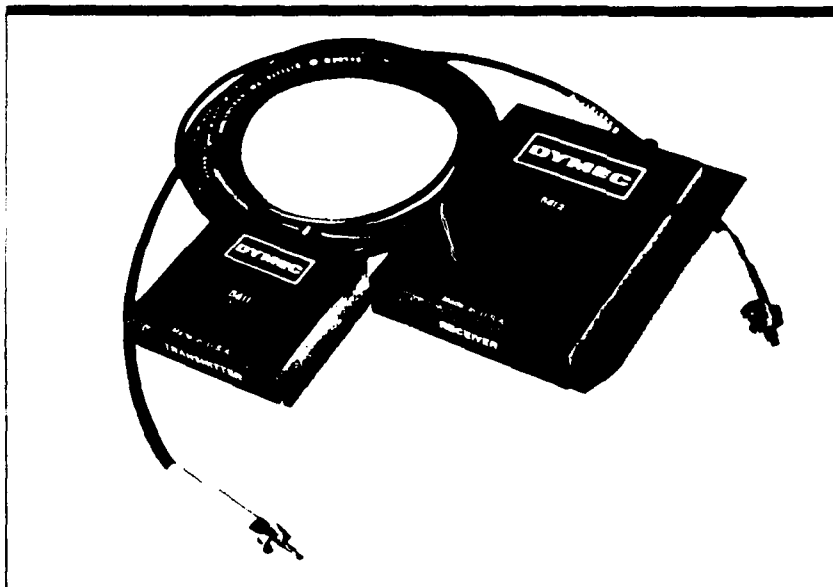
A Subsidiary of
SILICON TRANSISTOR CORP

MODELS

Transmitters: S.E. - 5711, 5714, 5715
Diff. - 5719, 5720, 5721

Receivers: - 5712, 5715, 5716

5710 Series of Instrumentation-Grade, 1MHz Bandwidth Analog Fiber Optic Data Links



Description

The **5710 Series** are instrumentation-grade analog data links designed to allow precision transmission of analog signals over moderate distances with no degradation due to EMI or RFI, ground loops, transients or other error-inducing sources. A link is comprised of an analog transmitter and receiver, interconnected by a fiber optic cable up to 1KM (0.62 mile) in length. Analog voltage ranges of $\pm 1V$, $\pm 5V$, or $\pm 10V$ may be independently selected for the transmitter input or receiver output. Link linearity is 0.1% typical, 0.2% maximum.

The analog input to the transmitter, which can be either single-ended or differential depending on model, is used to frequency modulate the optical carrier that is coupled to the fiber, and subsequently demodulated at the receiver

to recover the analog signal. This FM transmission technique is insensitive to link length or optical component aging, thus making frequent recalibration of link gain and offset unnecessary. The use of optical fiber as the transmission medium insures data integrity at the receiver due to its inherent immunity to EMI and RFI, lightning, motor transients, or other interference.

Physically, the **5710 Series** of analog fiber optic transmitters and receivers are pc board-mounted modules measuring 3.0" x 2.5" x 0.5". Electrical connection is made through pins on the bottom of the module; optical connection is by Amphenol 905-type SMA connector mounted on one end. Power dissipation is less than 2.2 watts. Operation to rated performance is over a $-25^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$ temperature range.

Features

- ☐ 1MHz Analog Bandwidth
- ☐ Single-ended or Differential Inputs
- ☐ User-specified Analog I/O Ranges
 $\pm 1V$, $\pm 5V$, or $\pm 10V$ standard
- ☐ Fiber Optic Transmission
Impervious to EMI/RFI
- ☐ FM Transmission Technique
Insensitive to Link Length or Component Aging
- ☐ Excellent Link Linearity
0.1% end-to-end
- ☐ Excellent Stability
100ppm FS/ $^{\circ}C$

Applications

- ☐ Process Control
- ☐ Power Monitoring
- ☐ Medical Instrumentation
- ☐ Voice-grade Data Links

Specifications

All Specifications Guaranteed at 25°C Unless Otherwise Noted

TRANSMITTERS

Analog Input

Input Range

5711, 5719	5714, 5720	5717, 5721
±1.0V	±5.0V	±10.0V

Overrange

5%

Input Impedance

5711

7kΩ nominal

5714

35kΩ nominal

5717

70kΩ nominal

5719, 5720, 5721

Differential, 40kΩ

Offset Adjustment Range

±0.03% FS maximum

Overvoltage Protection

±V_S without damage

CMRR (5719-21 only)

80dB typical.

70dB minimum

FM Output

Frequency Range

9MHz ±1MHz

Overrange

5%

Transfer Characteristic

8MHz = +V_{FS}

9MHz = 0V

10MHz = -V_{FS}

Output Pulse Width

50ns ±10ns

Fanout

10 TTL loads

Transfer Characteristics

Analog Bandwidth (-3dB)

5711, 5714, 5717, 5719

dc to 1MHz

5720

dc to 500kHz

5721

dc to 250kHz

Non-linearity

±0.05% FS typical, 0.1% FS maximum

Tempco

±100ppm/°C of Full Scale span

Power Supply Sensitivity

±200ppm FS/ 1% change in supply voltage, maximum

Warm-up Time

10 minutes to rated performance

Optical Output

Optical Port Core Diameter

200μm

Peak Wavelength (λ)

820nm

Spectral Line Half-width

35nm

Numerical Aperture (NA)

0.50

Total Output Power (P_O)

500μw minimum

Optical Pulse Response (t_r, t_f)

12ns typical

Power Requirements

+15V, ±3% (+V_S)

50mA maximum

+5V, ±5% (+V_{CC})

150mA maximum

-15V, ±3% (-V_S)

25mA maximum

Environmental and Mechanical

Operating Temperature

-25°C to +70°C

Storage Temperature

-30°C to +100°C

Dimensions

2.50" x 3.00" x 0.50"

(63.5 x 76.2 x 12.7 mm)

Optical Connector

Amphenol 905-135-5000

RECEIVERS

Analog Output

Output Range

5712	5715	5718
±1.0V	±5.0V	±10.0V

Output Impedance

<0.01Ω

Output Current

10mA maximum

Offset Adjustment Range

±0.03 % FS maximum

Output Ripple Voltage

0.5% FS rms at 8MHz

FM Input

Frequency Range

9MHz ±1MHz

Overrange

5%

Transfer Characteristic

8MHz = +V_{FS}

9MHz = 0V

10MHz = -V_{FS}

Input Pulse Width (Positive)

50ns ±10ns

Input Voltage

Logic "1"

Logic "0"

>2.4V

<0.4V @ 1.6mA sink

Overvoltage Protection

+7V maximum

Specifications (continued)

All Specifications Guaranteed at 25°C Unless Otherwise Noted

Transfer Characteristics

Analog Bandwidth (-3dB)

dc to 1MHz

Non-linearity

±0.05% FS typical, ±0.1% FS maximum

Tempco

±100ppm FS/°C of Full Scale span

Power Supply Sensitivity

±200ppm FS/1% change in supply voltage

Warm-up Time

10 minutes to rated performance

Optical Input

Optical Port Core Diameter

200µm

Peak Wavelength (λ)

820nm

Numerical Aperture (NA)

0.70

Minimum Input Power

5µw

Maximum Input Power

120µw

Optical Pulse Response (t_r , t_f)

10ns typical

Power Requirements

+15V, ±3% (+V_s)

65mA maximum

+5V, ±5% (+V_{cc})

85mA maximum

-15V, ±3% (-V_s)

50mA maximum

Environmental and Mechanical

Operating Temperature

-25°C to +70°C

Storage Temperature

-30°C to +100°C

Dimensions

2.50" x 3.00" x 0.50"

(63.5 x 76.2 x 12.7 mm)

Optical Connector

Amphenol 905-135-5000

LINK

Signal-to-Noise Ratio

40dB minimum, 55dB typical

Optical Budget

10dB minimum, 16dB typical

Link Length

1KM (0.62 miles) maximum

Recommended Cable

DYMEC Model 5751-xxxx or equiv

100/140 micron (core/cladding), glass.

<4dB/km loss at 820nm, 100MHz BW

(see Model 5751 data sheet for more information)

Transmitters with voltage follower input ($10^9\Omega$) are available; please consult factory

Using the 5710 Series of Analog Data Links

Configuring the Link

All transmitters and receivers in the **5710 Series** are interchangeable to allow the maximum flexibility in configuring an optimum link for the particular applications. Different full scale voltages may be used on the input and output, i.e. a ±1V differential input transmitter may be used with a ±10V output receiver, with no performance penalties.

Transmitter Input Considerations

The input impedance of the **5710 Series** data links is moderately low, at 7kΩ single-ended and 40kΩ differential. A low source

impedance is therefore necessary in order to preserve the full dynamic range of the input signal and the signal-to-noise ratio of the link. Typically, the signal to the transmitter can be supplied from the output of a buffer amplifier or gain stage depending upon the particular system that precedes the link.

Receiver Output Considerations

Each of the receivers will drive 10mA single-ended into a load at their rated output voltage. The output impedance of the receivers is less than 0.1Ω. A 2-pole low-pass filter is provided to reduce the carrier frequency output ripple voltage down to the levels listed in the

specification for the particular receiver. An additional low-pass filter may be necessary to reduce this ripple voltage to a level appropriate for the device being supplied by the receiver. However, as the number of poles of filtering are increased, the response time of the link will increase.

Connecting the Link

The fiber optic cable is connected to the transmitter and receiver via SMA-type connectors at the optical ports. **It is critical that these connectors be hand tightened only.** If a wrench or other tool is used to

Using the 5710 Series of Analog Data Links (continued)

torque the connectors down, the lenses of the **optical components will be damaged** and the link will not operate and the **warranty will be voided**.

DYMEC Model 5751-xxxx fiber optic cable or equivalent is recommended, with the length xxxx is specified in meters up to 1KM. Please see the ordering guide on the last page of this data sheet, and the separate data sheet for Model 5751-xxxx cable for more information.

Normal Operation

Normal operation of the link is accomplished with a fiber optic cable connected between the optical ports of the transmitter and receiver. It is important to note that **pin E (Channel Select)** on the receiver must be at a TTL "high" (>2.4V) for normal operation.

Verifying Link Operation

The operation of the non-optical portions of the link transmitter and receiver may be verified in a laboratory or field service

facility by supplying a normal input signal to the transmitter, monitoring the output of the receiver, and replacing the optical path with an electrical connection between the transmitter and receiver. To do this, connect **pin E (FM Output)** on the transmitter to **pin J (Frequency Input)** on the receiver with a short piece of wire. Jumper pin E (Channel Select) on the receiver to ground or TTL "low" (<0.8V). A direct connection between the transmitter and receiver is now established and voltages applied to the transmitter input within its full scale range should appear at the receiver output, scaled to its full scale range. This verifies all of the transmitter and receiver electronics except the optical driver and receiver components. If this connection produces the appropriate voltages at the receiver output, verify the integrity of the fiber optic cable, connectors, and any splices or bulk-head feedthroughs in the optical

path. If all of these check out and the link still does not function properly, please consult the factory.

Link Calibration

Calibration of the link is accomplished after the transmitter and receiver are connected together via the fiber optic cable. Equipment required to calibrate the link is: a frequency counter capable of reading a 10.00000MHz, TTL input and an accurate voltage source at the transmitter, and an accurate voltmeter at the receiver.

At the transmitter, connect the input of the counter to **pin E (FM Out)** and **pin B (Common)**. Connect the output of the voltage source to the **Analog Input (pin F)** and **Analog Reference (pin G)**. With the voltage source set to 0V, adjust the **OFFSET** potentiometer on the transmitter until the counter reads 9.00000MHz. With the voltage

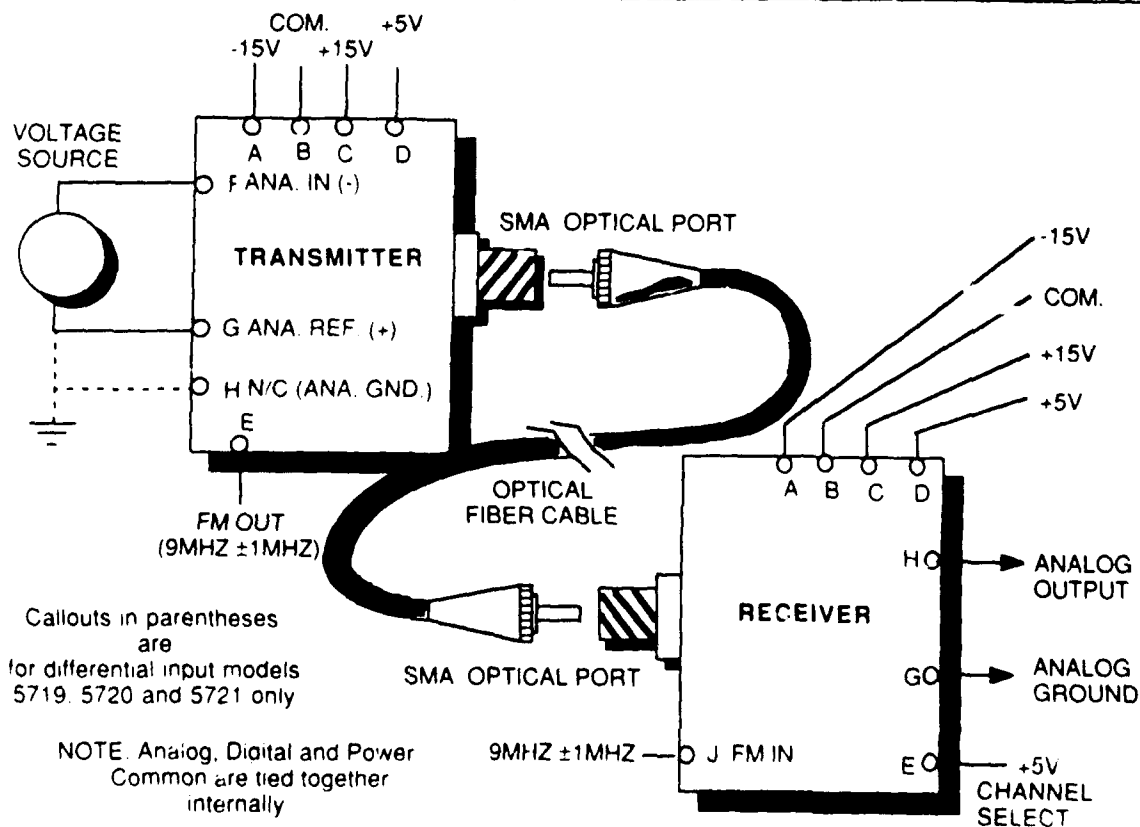


Figure 1. Typical Interconnection Scheme

Using the 5710 Series of Analog Data Links (continued)

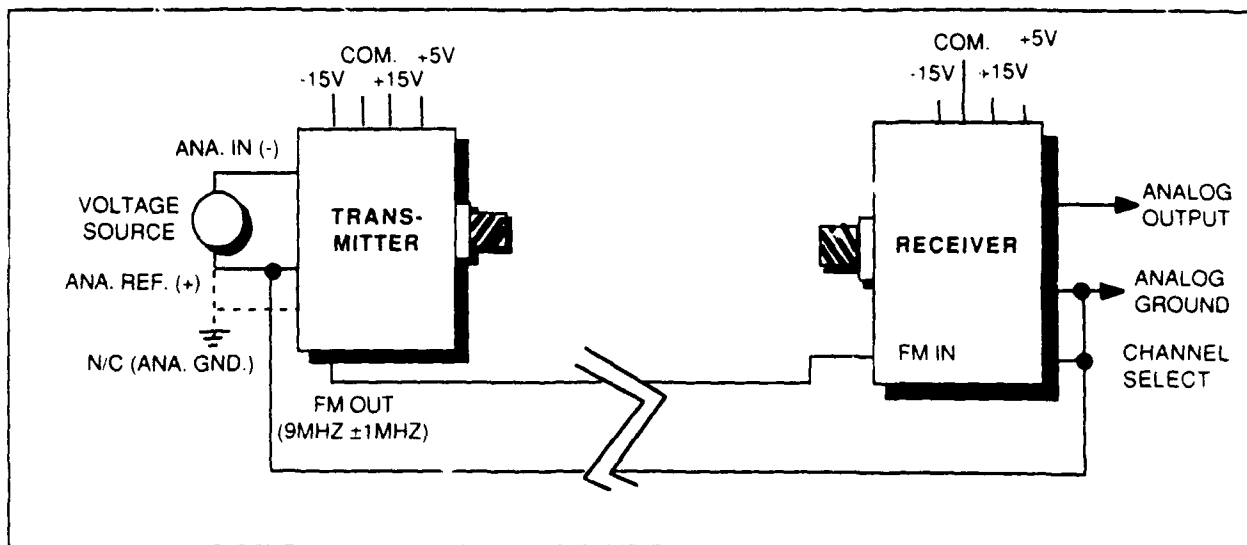


Figure 2. Link Verification

source set at $+V_{FS}$, adjust the **GAIN** potentiometer on the transmitter until the counter measures the same deviation in frequency ($\approx 1\text{MHz}$) from 0V (9MHz) input as when $-V_{FS}$ is applied to the input. The gain adjust may affect the offset adjustment; it may be necessary to readjust the offset. The transmitter is now calibrated.

At the receiver, connect the input of the voltmeter to the receiver output, **pin H (Analog Output)** and **pin G (Analog Ground)**. Apply $-V_{FS}$ to the input of the transmitter, then $+V_{FS}$, noting the output voltage of the receiver each time. Adjust the **receiver OFFSET** potentiometer such that the deviation is equal from 0V when $-V_{FS}$ and

$+V_{FS}$ are alternately applied to the transmitter input. After the offset has been calibrated, use the **GAIN** potentiometer to adjust the output to $+V_{FS}$ and $-V_{FS}$ when the same voltages are applied to the transmitter input. The link is now calibrated.

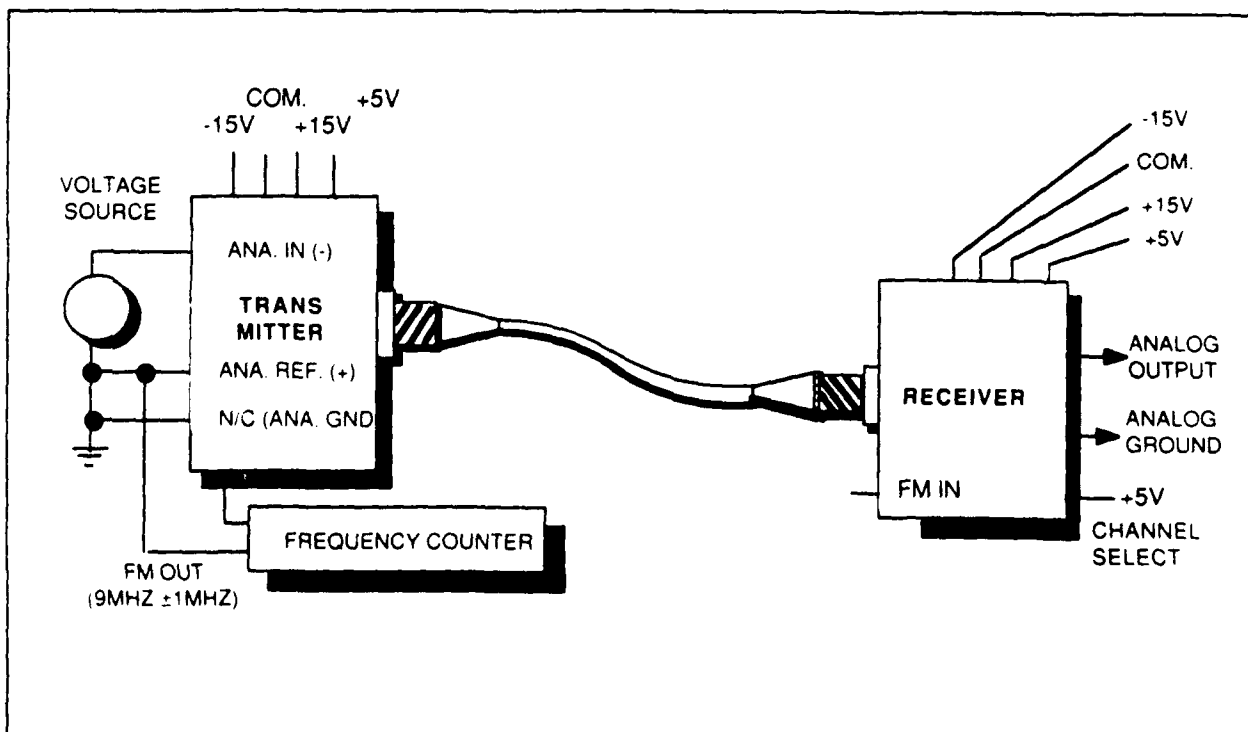


Figure 3. Link Calibration

TNO-rapport

BIJLAGE 5

PML 233492012

Pagina

1

BIJLAGE 5 DATA SHEET CALEX DC/DC CONVERTER 12T5.15UW

8.5 Watt Triple Output DC/DC Converters

3355 Vincent Road, Pleasant Hill, CA 94523-4389 600-542-3355 Telephone (415)932-3911 FAX (415)932-6017



FEATURES

- Wide 4:1 Input Voltage Range (9-36 or 18-72VDC)
- Triple Low Noise, Highly Regulated Outputs
- Efficiency: 70% for All Line Conditions
- No Derating to 80°C Case Temperature
- Six-Sided Shielded Low Thermal Gradient Copper Case
- 500 VDC Minimum Input to Output Isolation
- Overvoltage Protected Outputs
- Pulse by Pulse Digital Current Limiting
- 5 Year Warranty

SELECTION CHART

MODEL	INPUT RANGE VDC		OUTPUTS VDC	OUTPUTS mA	CASE
	MIN	MAX			
12T5.12UW	9.00	36.00	5.±12	800.±185	XC
12T5.15UW	9.00	36.00	5.±15	800.±150	XC
48T5.12UW	18.00	72.00	5.±12	800.±185	XC
48T5.15UW	18.00	72.00	5.±15	800.±150	XC

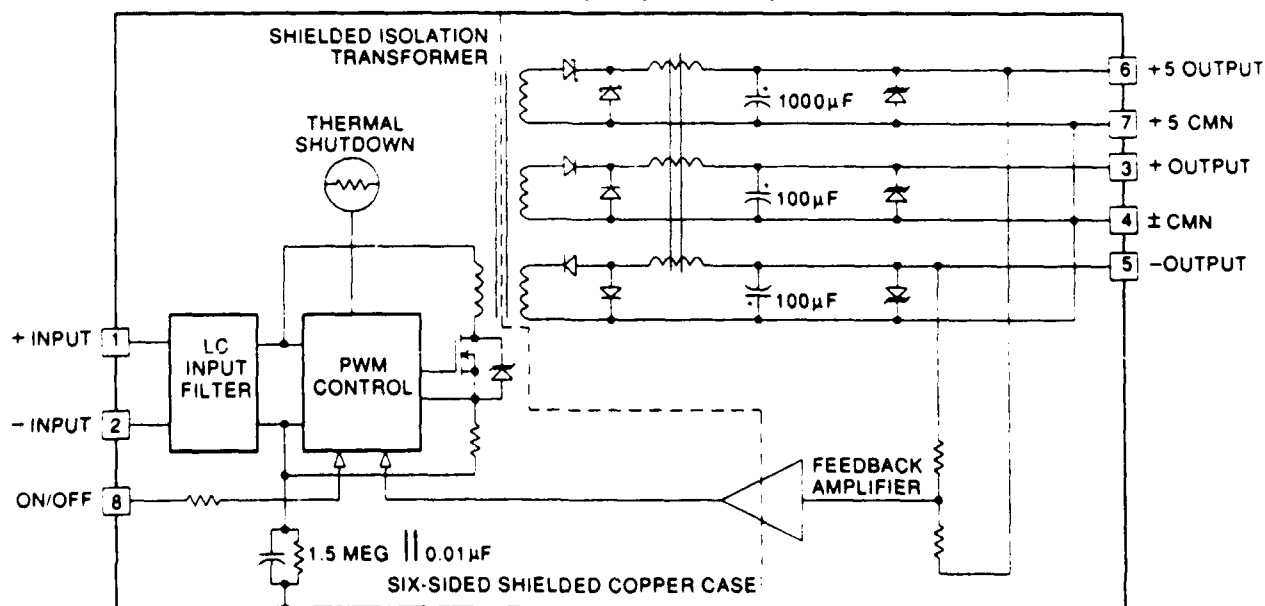
DESCRIPTION

The 8.5 Watt Triple Output DC/DC converters are ideal for wide (4:1) input range applications. These units are particularly well suited for solar powered RTUs and instruments.

They are designed with a high accuracy feedback control circuit and coupled inductor magnetics. Each converter has both a logic shut down pin and thermal overload protection circuitry. All outputs and the power switch are overvoltage protected.

These converters are encased in a six-sided, completely shielded copper case. The UW Triple Series is covered under the CALEX 5 Year Warranty.

8.5 WATT TRIPLE SERIES BLOCK DIAGRAM

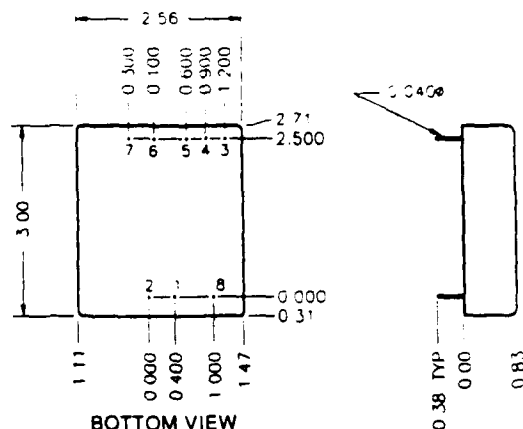


8.5 Watt Triple Output DC/DC Converters

3355 Vincent Road, Pleasant Hill, CA 94523-4389 800-542-3355 Telephone (415)932-3911 FAX: (415)932-6017

CALE

GENERAL SPECIFICATIONS (1)			
MODEL	ALL MODELS		UNITS
LOGIC SHUTDOWN (6)			
On Logic Level or leave pin open	MIN	2.4	VDC
OFF Logic Level	MAX	1.2	VDC
Input Resistance	TYP	10	kOhms
Converter Idle Current, Shut Down Pin Low	TYP	6.0	mA
ISOLATION (3)			
Isolation Voltage Input-Output 10µA Leakage	MIN	500	VDC
Input to Output Capacitance	TYP	190	pF
ENVIRONMENTAL (10)			
Case Operating Range, No Derating	MIN MAX	-25 80	°C
Case Functional Range (10)	MIN MAX	-40 90	°C
Storage Range	MIN MAX	-55 100	°C
Thermal Impedance (11)	TYP	4.4	°C/Watt
Thermal Shutdown Case Temperature	TYP	90	°C
Unit Weight	TYP	7.0	oz
Case		XC	
Mounting Kit		MS9	



BOTTOM VIEW

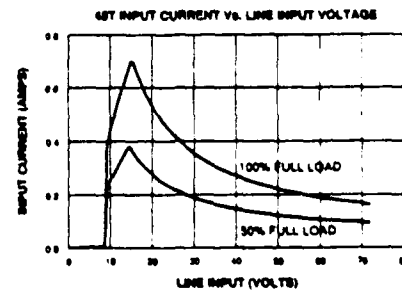
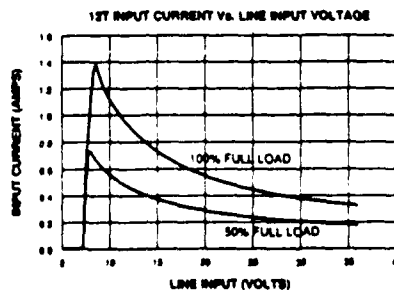
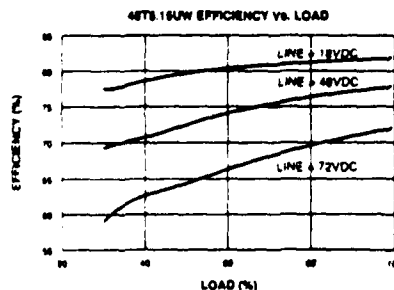
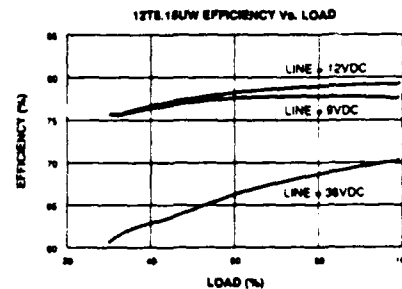
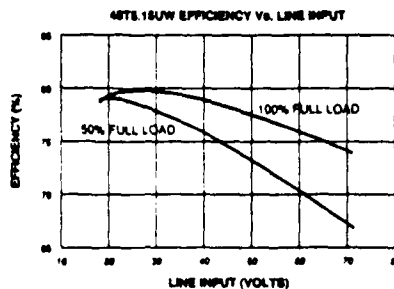
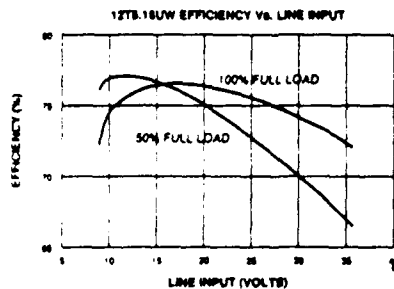
Mechanical tolerances unless otherwise noted:

X.XX dimensions: ± 0.020 inches

X.XXX dimensions: ± 0.005 inches

Seal around terminals is not hermetic. Do not immerse units in any liquid.

PIN	FUNCTION
1	+INPUT
2	-INPUT
3	+12/+15 OUTPUT
4	\pm OUTPUT CMN
5	-12/-15 OUTPUT
6	+5 OUTPUT
7	+5 CMN
8	ON/OFF



*Curves are applicable to both outputs ± 12 and ± 15 VDC.



3355 Vincent Road, Pleasant Hill, CA 94523-4389 800-542-3355 Telephone (415)932-3911 FAX: (415)932-6017

8.5 Watt Triple Output DC/DC Converters

INPUT PARAMETERS (1)					
MODEL		12T5.12UW	12T5.15UW	48T5.12UW	48T5.15UW
Voltage Range	MIN MAX	9.00 36.00		18.00 72.00	
Reflected Ripple, 0-20MHz BW	TYP MAX		30 60		
Input Current Full Load No Load	TYP TYP	908 19	908 19	230 15	230 15
Efficiency	TYP		78		
Switching Frequency	TYP		55		
Maximum Input Over Voltage, 100mS No Damage	MAX	45		85	
Turn-on Time, 1% Output Error	TYP		120		
Recommended Fuse			(2)		

OUTPUT PARAMETERS (1)					
MODEL		12T5.12UW 48T5.12UW	12T5.15UW 48T5.15UW	12T5.12UW 48T5.12UW	12T5.15UW 48T5.15UW
Output Voltage		5		±12	±15
Rated Current (3)	MIN MAX	200 800		50 185	50 150
Voltage Range 100% Load	MIN TYP MAX	4.900 5.000 5.100		11.760 12.000 12.240	14.550 15.000 15.450
Load Regulation 0-100% Load	TYP MAX	2.0 3.5		2.0 3.0	2.0 3.0
Line Regulation Vin = Min-Max VDC	TYP MAX	0.5 1.5		0.5 1.0	0.5 1.0
Short Term Stability (4)	TYP			0.02	
Long Term Stability	TYP			0.2	
Transient Response (5)	TYP			40	
Dynamic Response (6)	TYP	75		70	50
Input Ripple Rejection (7)	TYP			35	
Noise, 0-20MHz BW	TYP MAX			20 50	
Temperature Coefficient	TYP MAX			120 200	
Overvoltage Clamp (8)	TYP	6.8		15.0	18.0
Short Circuit Protection to Common for all Outputs		Continuous, 8 Hours Minimum Current Limit and Thermal Overload			

NOTES:

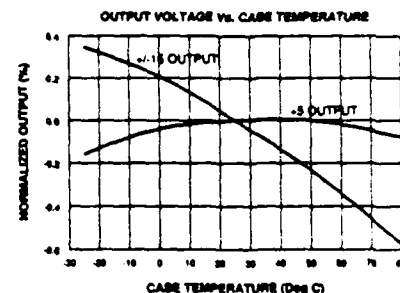
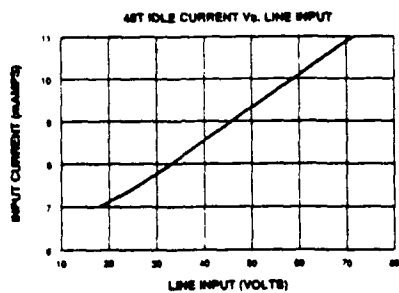
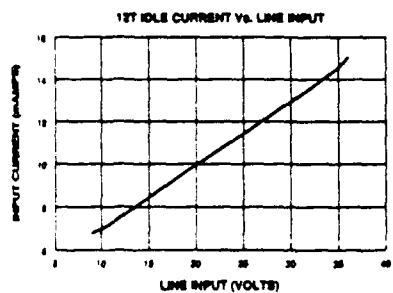
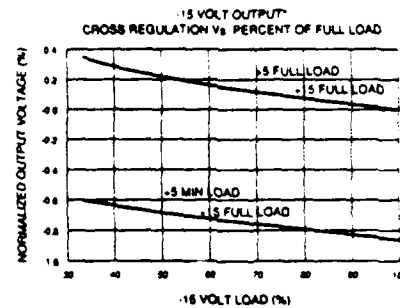
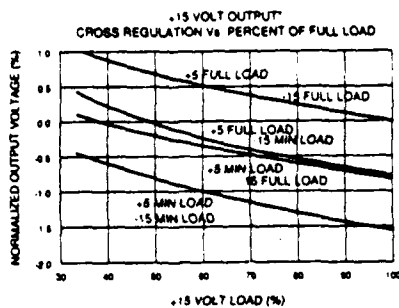
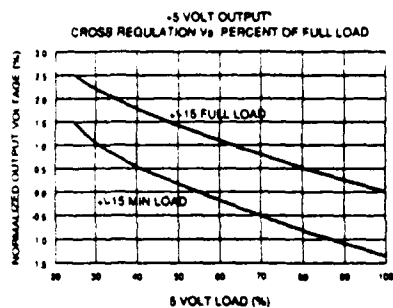
- (1) All parameters measured at 25 °C, nominal input voltage and full rated load unless otherwise noted. Refer to the CALEX Application Notes for the definition of terms, measurement circuits and other information.
- (2) Determine the correct fuse size by calculating the maximum DC current drain at low line input, maximum load and then adding 20 to 25 percent.
- (3) The module will not be damaged or run at less than minimum load. Regulation can degrade with less than minimum load or substantial load imbalance.
- (4) Short term stability is specified after a 30 minute warm-up at full load, and with constant line, load and ambient conditions.
- (5) The transient response is specified as the time required to settle from 25 to 75% step load change (rise time of step = 2μSec.) to a 1% error band.
- (6) Dynamic response is the peak overshoot voltage during the transient response time defined in note 5 above.
- (7) The input ripple rejection is specified for DC to 120Hz ripple with a modulation amplitude of 1% Vin.
- (8) For module protection only, see also note 2.
- (9) The logic shutdown pin is Open Collector TTL, CMOS, and relay compatible. The input to this pin is referenced to input minus.
- (10) The functional temperature range is intended to give an additional data point for use in evaluating this power supply. At the low functional temperature the power supply will function with no side effects, however, sustained operation at the high functional temperature will reduce expected operational life. The data sheet specifications are not guaranteed over the functional temperature range.
- (11) The case thermal impedance is specified as the case temperature rise over ambient per package watt dissipated.



3355 Vincent Road, Pleasant Hill, CA 94523-4389 800-542-3355 Telephone (415)932-3911 FAX: (415)932-6017

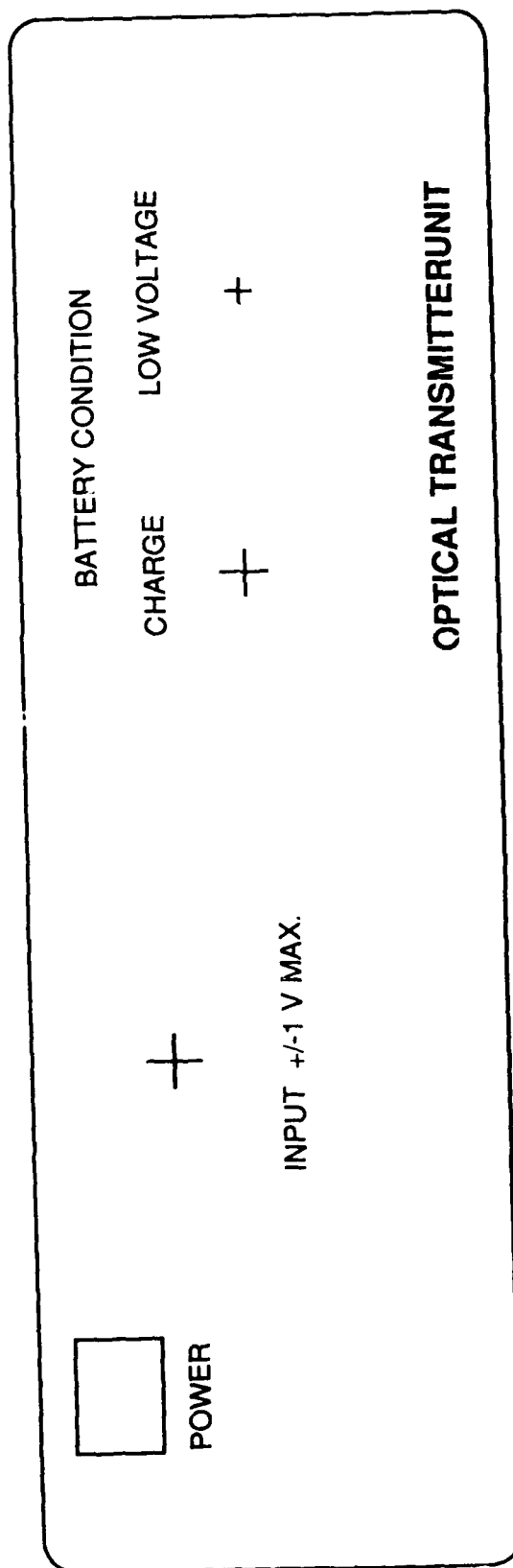
8.5 Watt Triple Output DC/DC Converters

Typical Performance ($T_c=25^\circ\text{C}$; Full Rated Load).



*Curves are applicable to both outputs ± 12 and $\pm 15\text{VDC}$.

BIJLAGE 6 FRONT LAYOUT OPTICAL TRANSMITTER UNIT (SCHAAL 1:1)



TNO-rapport

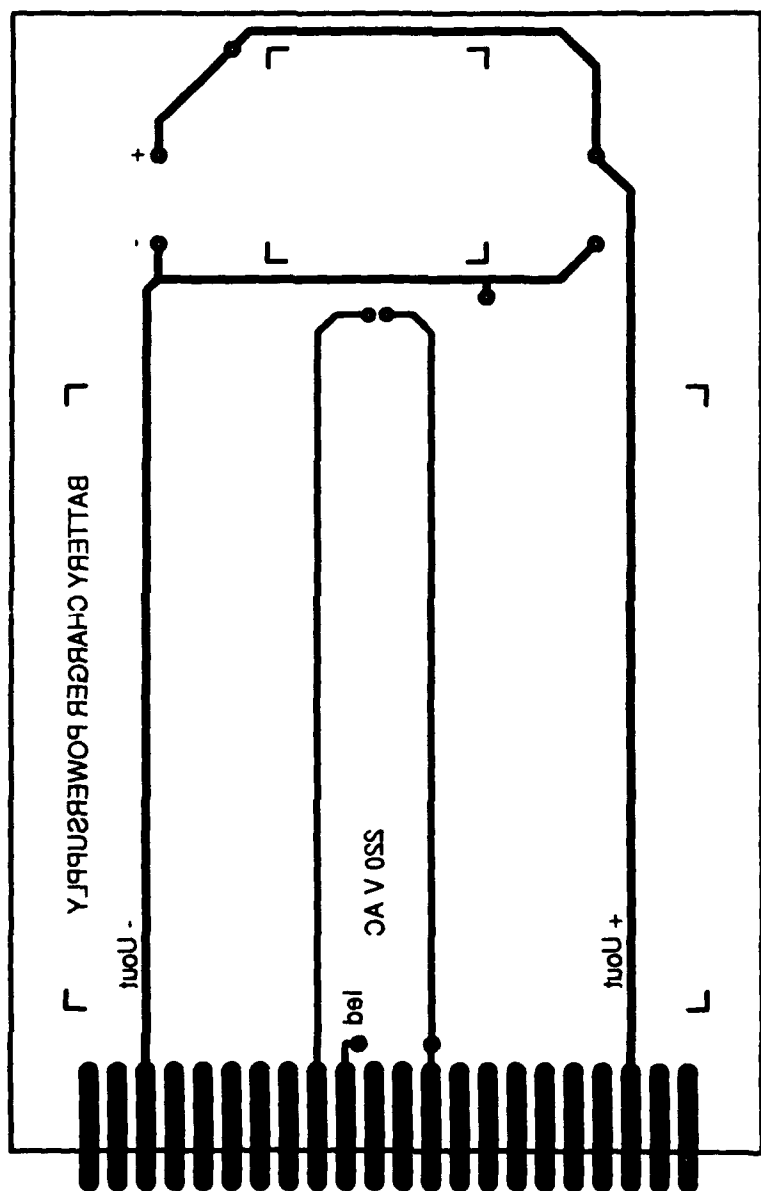
PML 233492012

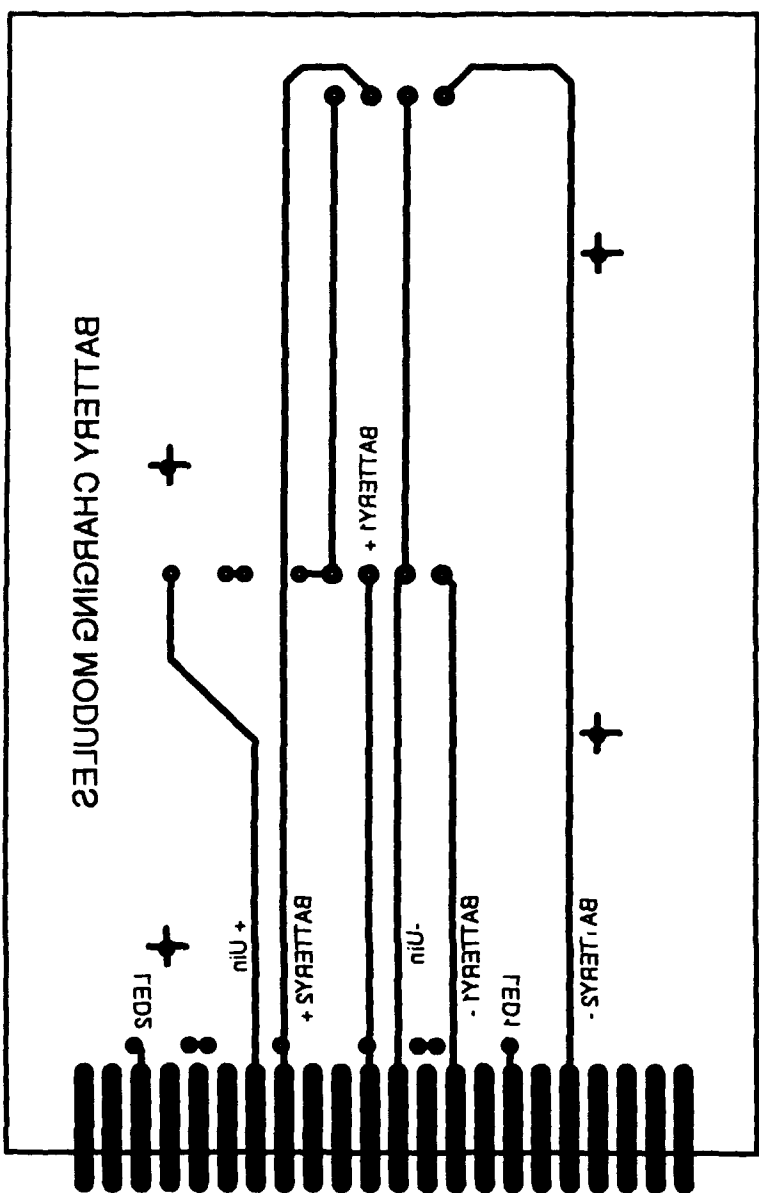
BIJLAGE 7

Pagina

1

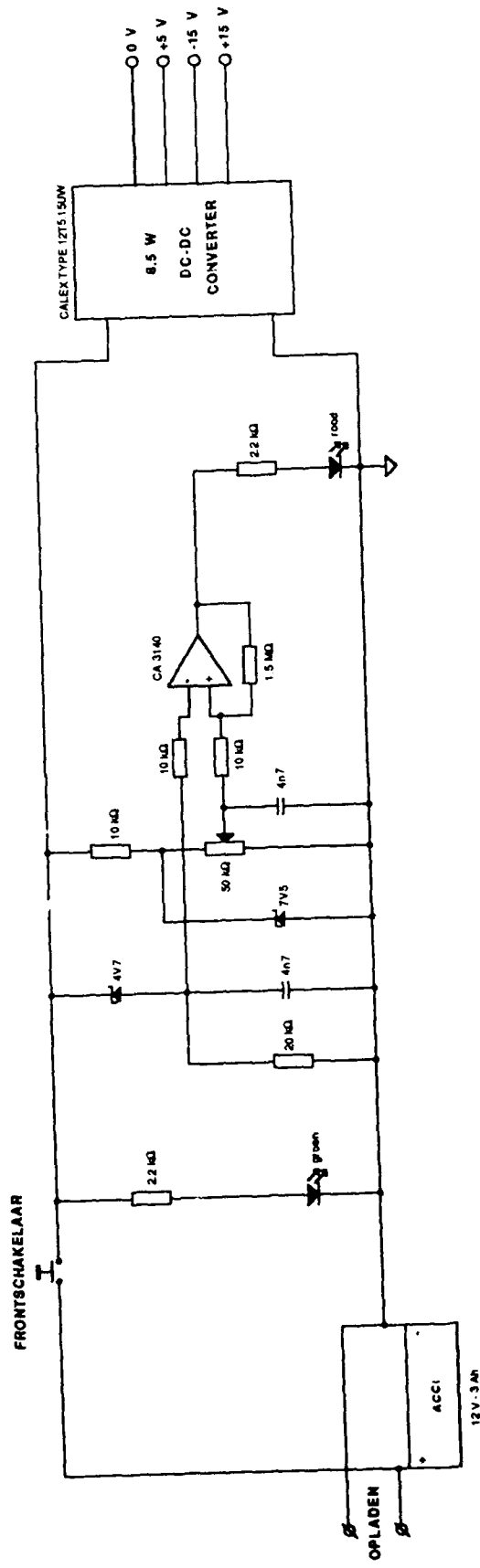
BIJLAGE 7 BATTERY CHARGER (PRINT LAYOUTS)



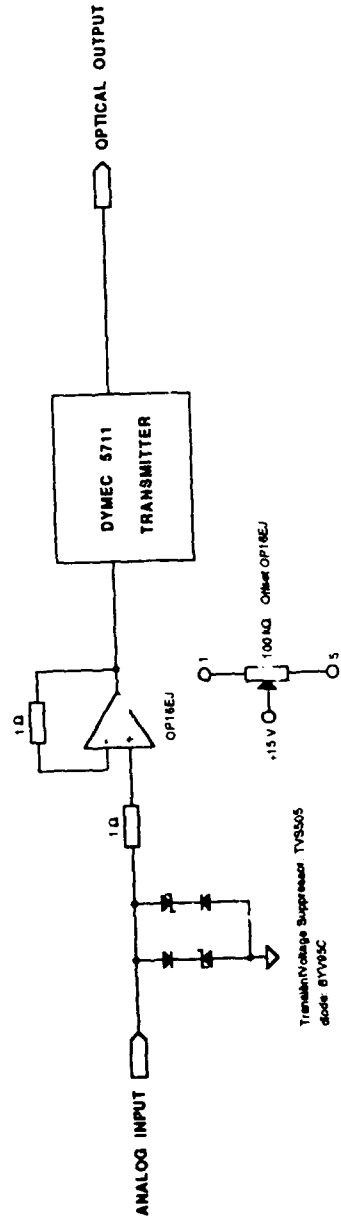


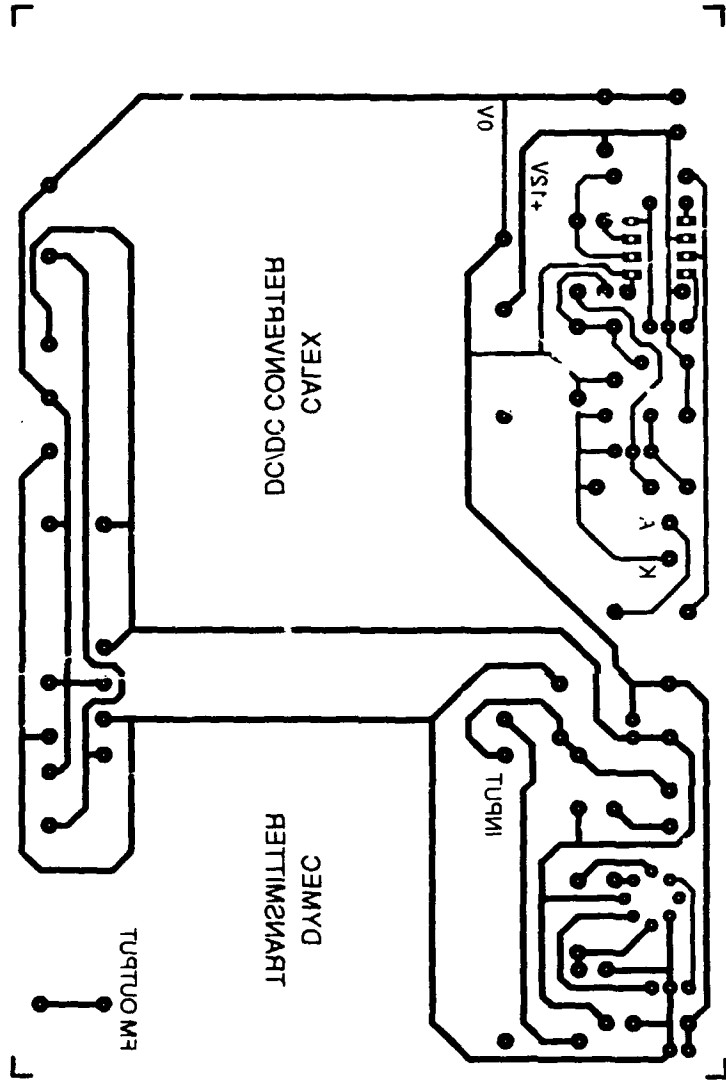
BIJLAGE 8 OPTICAL TRANSMITTER UNIT (ELEKTRISCH SCHEMA, PRINT
LAYOUT EN COMPONENTENLIJST)

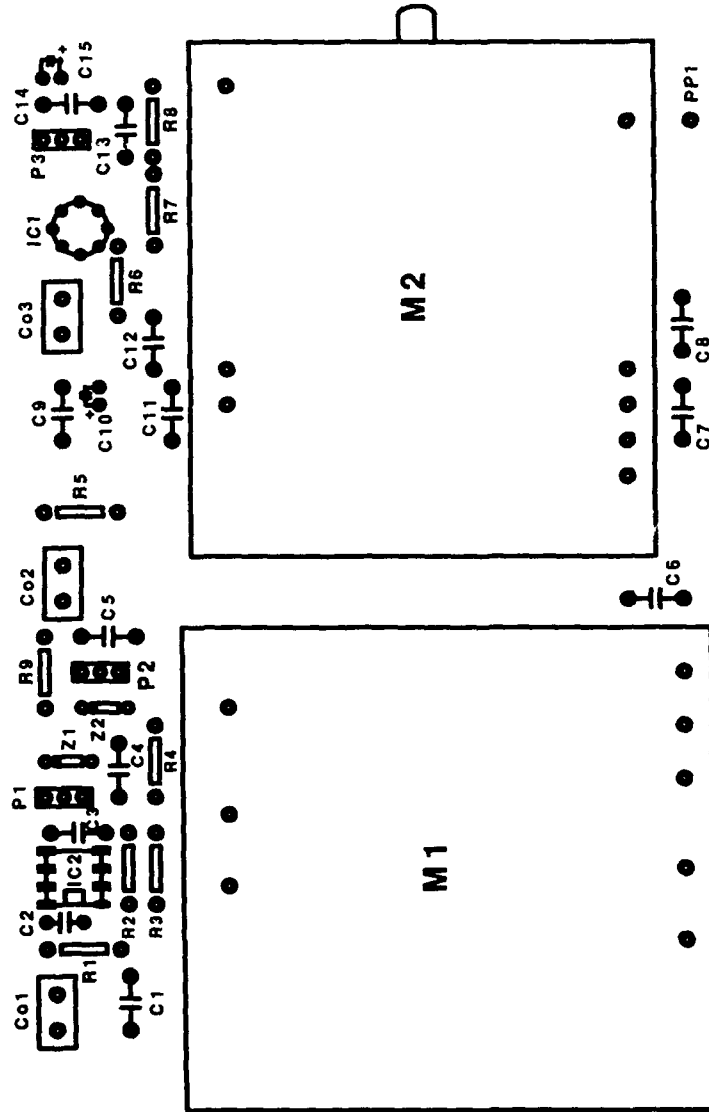
BATTERIJ CONDITIE CIRCUIT



TRANSMITTER CIRCUIT







Componentenlijst zendmodule

<u>CODE COMPONENT</u>	<u>OMSCHRIJVING</u>
M1	CALEX DC/DC CONVERTER 12T5.15UW
M2	DYMEC OPTICAL TRANSMITTER 5711
IC1	OPAMP, CA3140E
IC2	OPAMP, PMI OP16EJ
Z1	ZENERDIODE 4V7, 400 mW
Z2	ZENERDIODE 7V5, 400 mW
R1	WEERSTAND, 1.5M Ω
R2	WEERSTAND, 10 k Ω
R3	WEERSTAND, 10 k Ω
R4	WEERSTAND, 20 k Ω
R5	WEERSTAND, 2.2 k Ω
R6	WEERSTAND, 1 Ω , tolerantie 1%
R7	WEERSTAND, 1 Ω , tolerantie 1%
R8	DRAADBRUG
R9	WEERSTAND, 10 k Ω
P1	POTENTIOMETER, Bourns, 100 k Ω , vert. instel.
P2	POTENTIOMETER, Bourns, 50 k Ω , vert. instel.
P3	POTENTIOMETER, Bourns, 100 k Ω , vert. instel.
C1	CONDENSATOR, Siemens, MKT, 100 nF, 100 V
C2	CONDENSATOR, 100 pF, 63 V
C3	CONDENSATOR, Siemens, MKT, 100 nF, 100 V
C4	CONDENSATOR, Siemens, MKT, 4.7 nF, 100 V
C5	CONDENDSATOR, Siemens, MKT, 4.7nF, 100 V
C6, C7, C8, C9	CONDENSATOR, Siemens, MKT, 100 nF, 100 V
C10	CONDENSATOR, tantaal, 1 μ F, 35 V
C11, C12, C13, C14	CONDENSATOR, Siemens, MKT, 100 nF, 100 V
C15	CONDENSATOR, tantaal, 1 μ F, 35 V
Co1, Co2, Co3	PRINTKROONSTEEN, 2-polig
PP1	PRINTPEN

TNO-rapport

PML 233492012

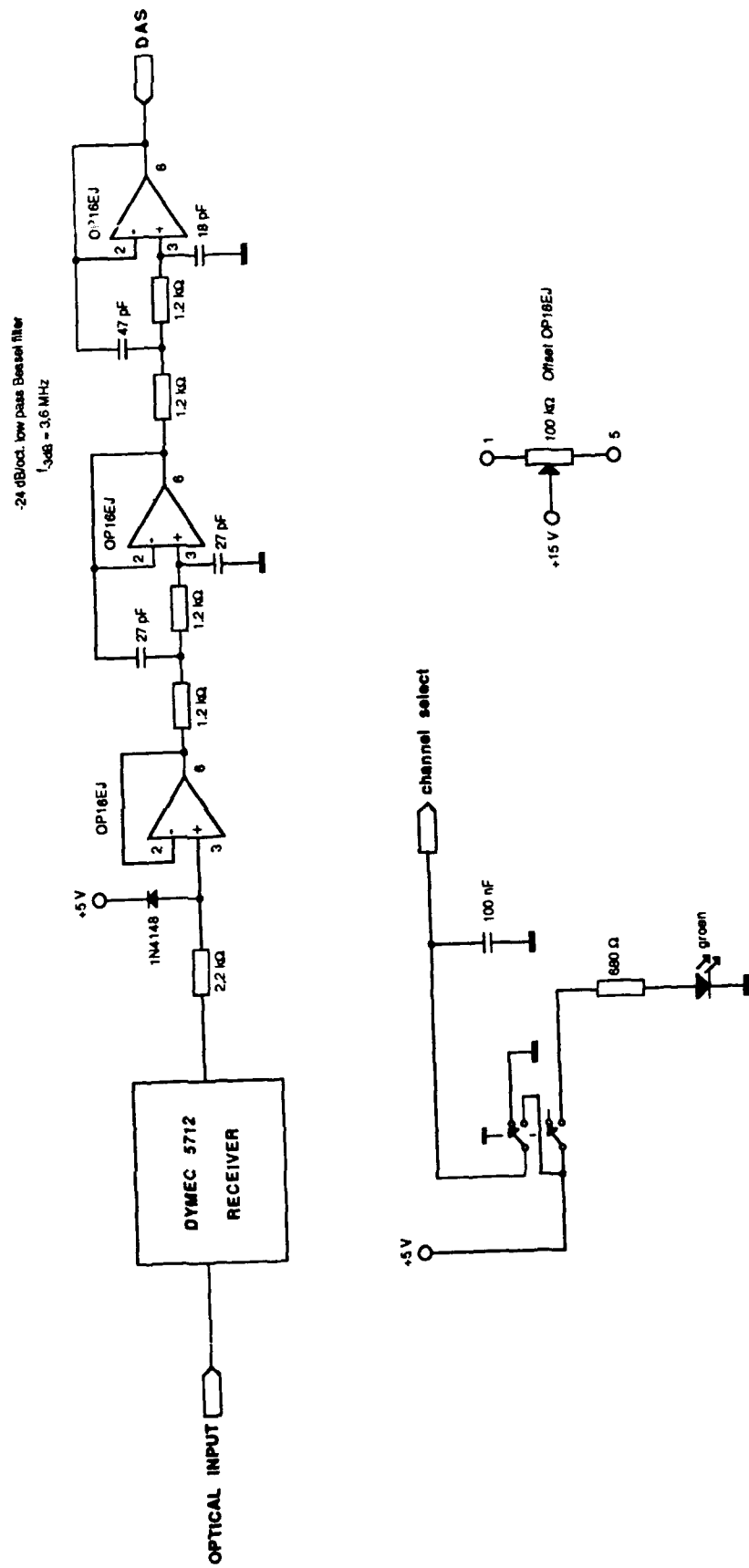
BIJLAGE 9

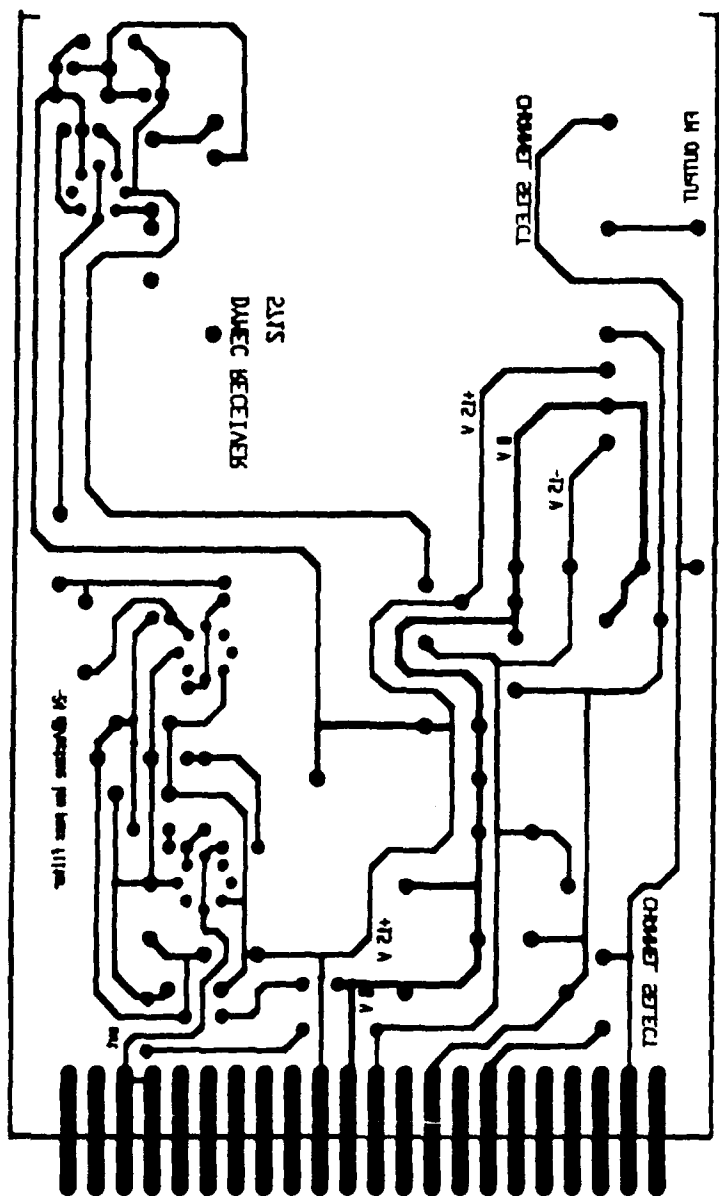
Pagina

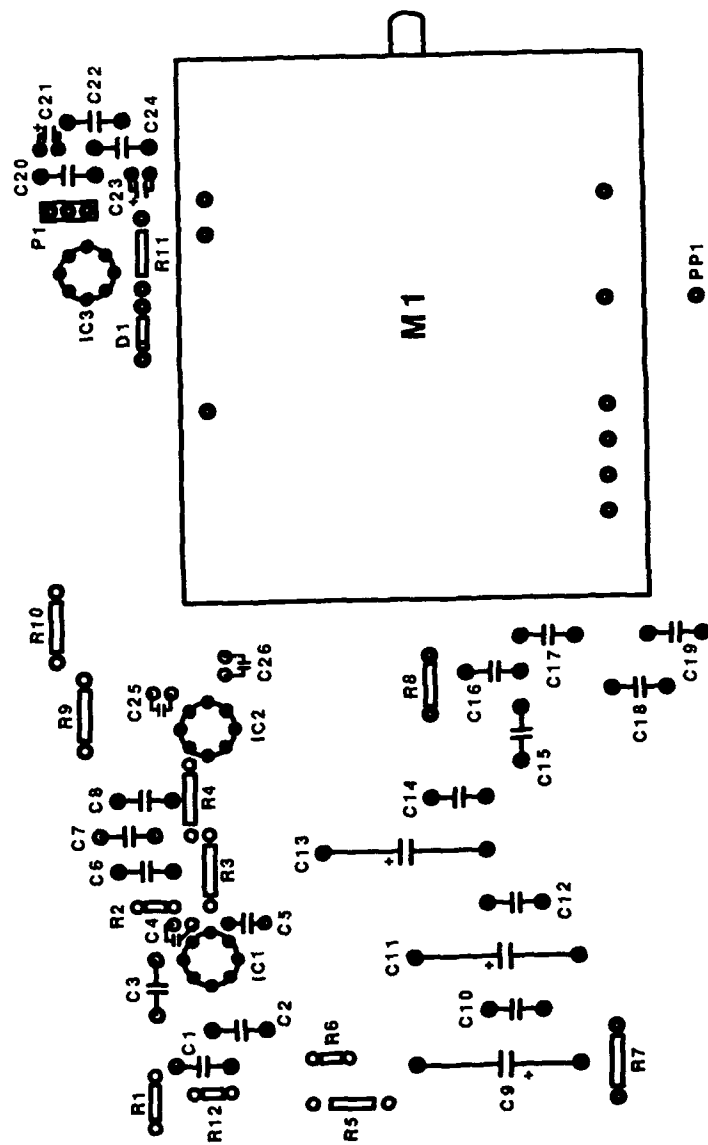
1

BIJLAGE 9 OPTICAL RECEIVER UNIT (ELEKTRISCHE SCHEMA'S, PRINT
LAYOUTS EN COMPONENTENLIJSTEN)

RECEIVER MODULE





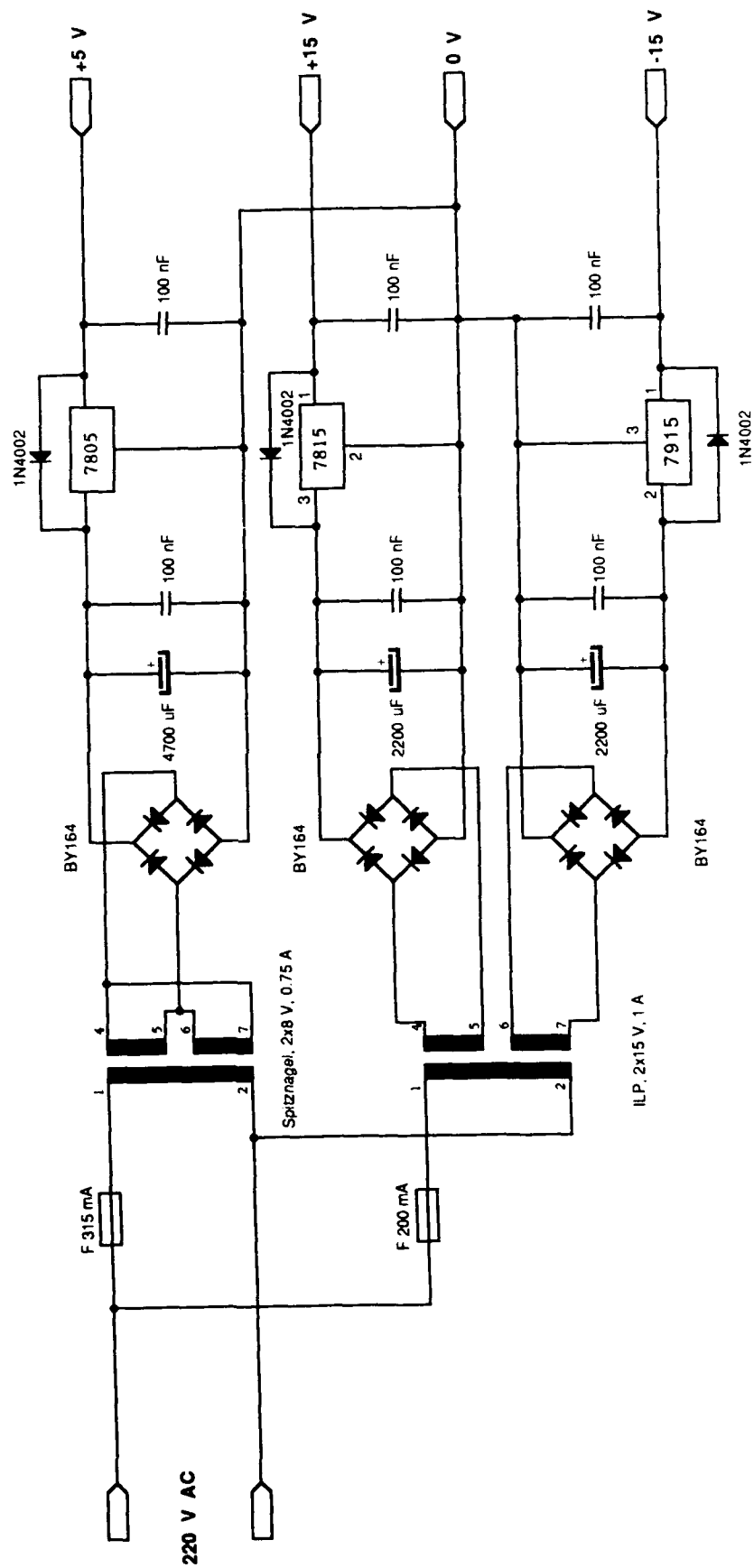


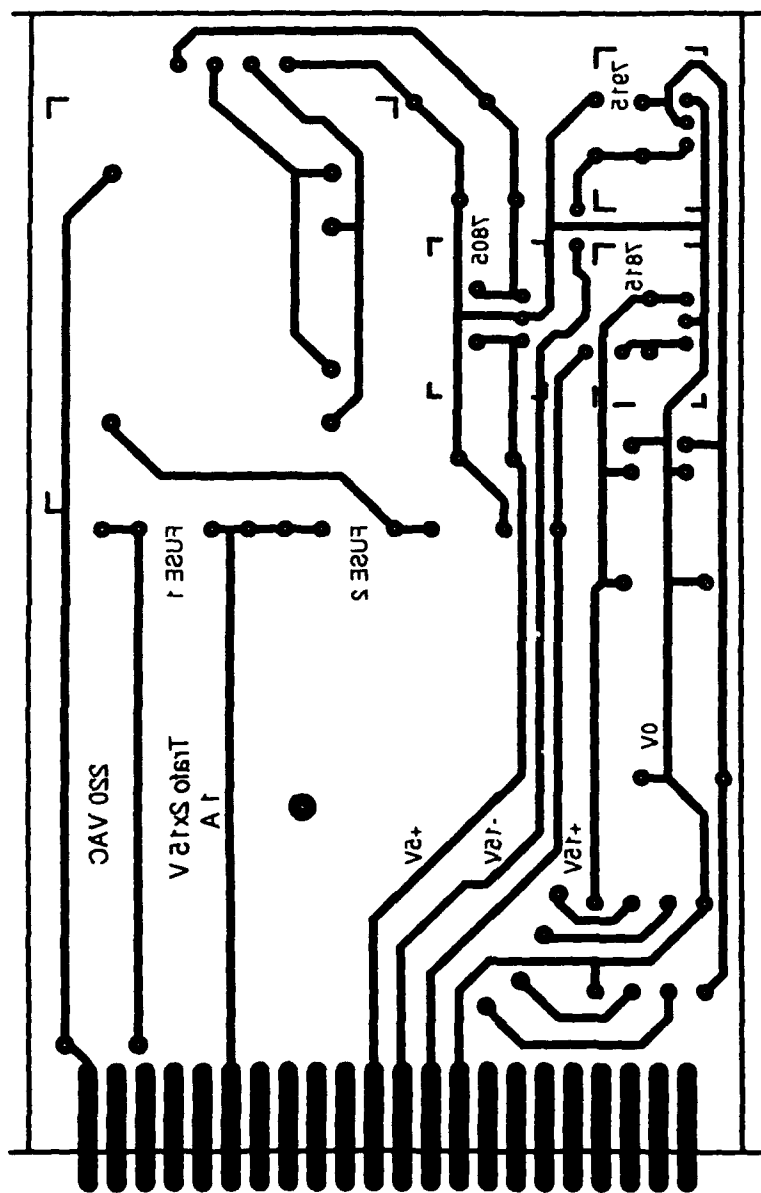
Componentenlijst ontvangermodule

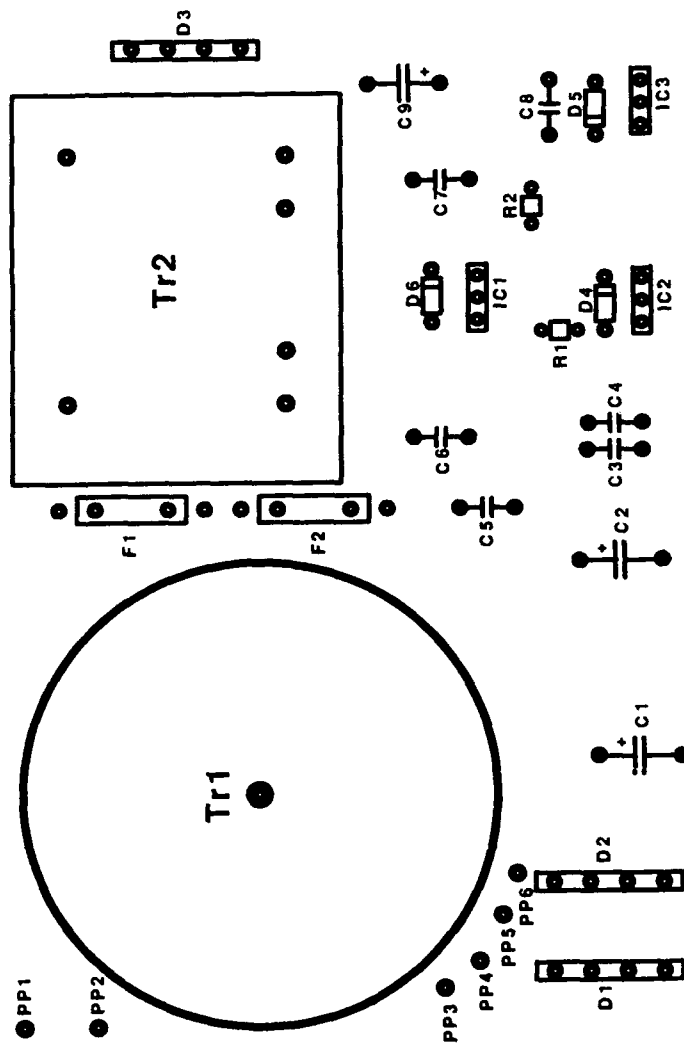
<u>CODE COMPONENT</u>	<u>OMSCHRIJVING</u>
M1	DYMEC OPTICAL RECEIVER 5712
IC1, IC2, IC3	OPAMP, PMI OP16EJ
D1	DIODE, 1N4148
P1	POTENTIOMETER, bourns, 100 k Ω , vert. instel
R1, R2, R5, R6, R8	DRAADBRUG
R3, R4, R9, R10	WEERSTAND 1,2 k Ω , +/- 1%
R7	WEERSTAND 680 Ω , +/- 1%
R11	WEERSTAND 2,2 k Ω , +/- 1%
C1, C2, C3, C6, C7, C8, C10, C12, C14, C15, C16, C17, C18, C19, C20, C22, C24	CONDENSATOR, Siemens, MKT, 100 nF, 100 V
C9, C11, C13	CONDENSATOR, Philips, elko, 100 μ F, 40 V
C21, C23	CONDENSATOR, tantaal, 1 μ F, 35 V
C4	CONDENSATOR, keramisch, 18 pF, 63 V
C5	CONDENSATOR, keramisch, 47 pF, 63 V
C25	CONDENSATOR, keramisch, 27 pF, 63 V
C26	CONDENSATOR, keramisch, 27 pF, 63 V
PP1	PRINTPEN

BIJLAGE 10 POWER SUPPLY RECEIVER UNITS (ELEKTRISCH SCHEMA, PRINT
LAYOUT EN COMPONENTENLIJST)

POWERSUPPLY ONTVANGERMODULES







Componentenlijst powersupply ontvangermodules

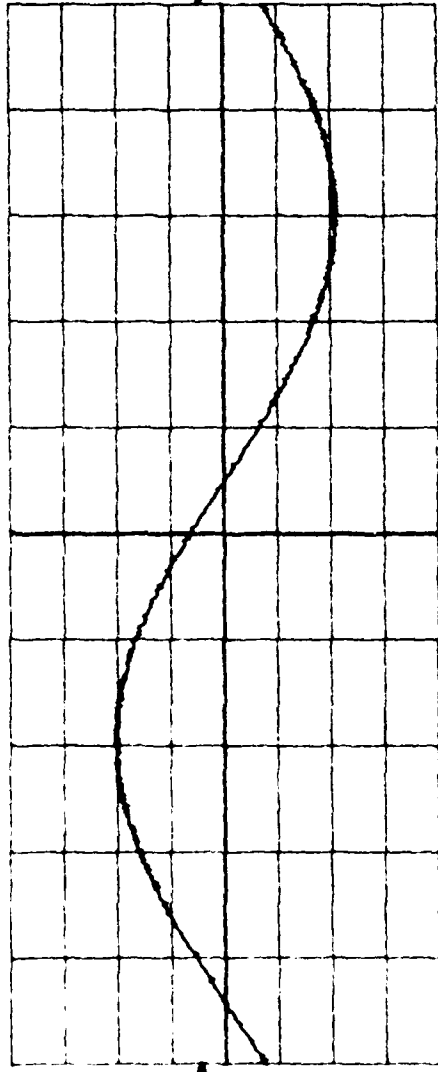
<u>CODE COMPONENT</u>	<u>OMSCHRIJVING</u>
Tr 1	RINGKERNTRANSFORMATOR, ILP, 2x15 V, 1A
Tr 2	TRANSFORMATOR, Spitznagel, 2x8 V, 0.75 A
F 1	ZEKERING F 315 mA
F2	ZEKERING F 200 mA
IC 1	SPANNINGSREGELAAR +5 V, 1 A, type 7805
IC 2	SPANNINGSREGELAAR +15 V, 1 A, type 7815
IC 3	SPANNINGSREGELAAR -15 V, 1 A, type 7915
D1, D2, D3	GELIJKRICHTBRUG, type BY164
D4, D5, D6	DIODE, type 1N4002
R1	DRAADBRUG
R2	DRAADBRUG
C1, C2	CONDENSATOR, Siemens, 2200 μ F, 40 V
C9	CONDENSATOR, Siemens, 4700 μ F, 16 V
C3, C4, C5, C6, C7, C8	CONDENSATOR, Siemens, MKT, 100 nF, 100 V
PP1, PP2, PP3, PP4, PP5, PP6	PRINTPEN

BIJLAGE 11 MEETRESULTATEN VAN HET OPTISCHE MEETSYSTEEM

11-Sep-92
12:53:14

LeCroy

Main Menu



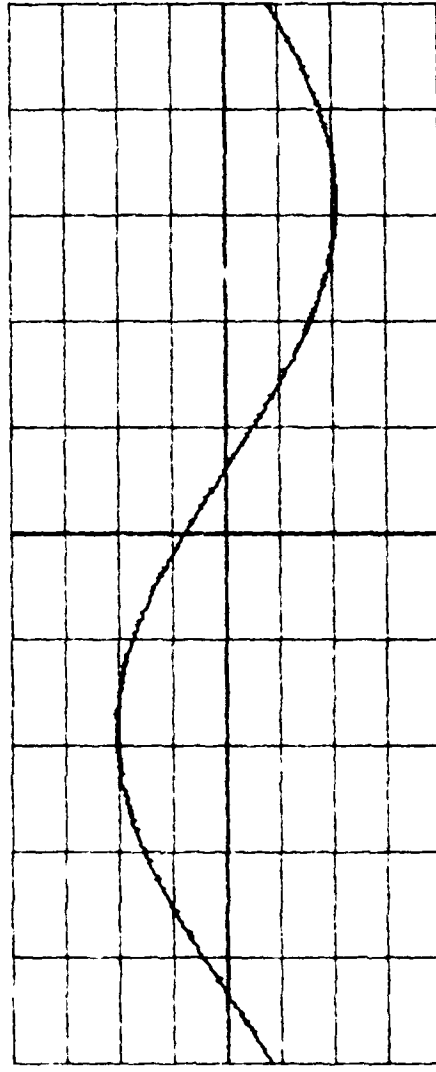
10 kHz

untriggered traces

periodic signal

Chan 1
10 μ s .5 V

Chan 2
10 μ s .5 V



triggered full screen

CH1 0.26 V DC



CH1 .5 V =
CH2 .5 V =
CH3 20 mV =
CH4 50 mV =

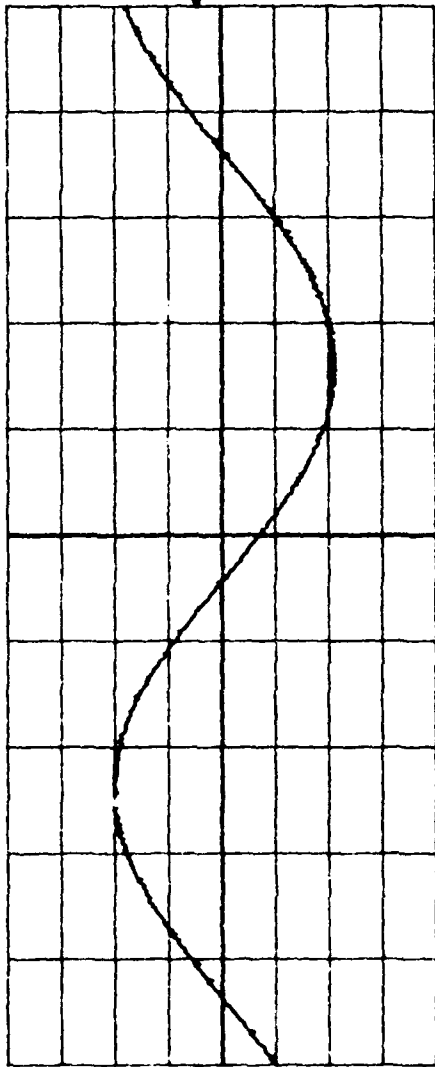
T/div 10 μ s

11-Sep-92
12:57:20

LeCroy

Main Menu

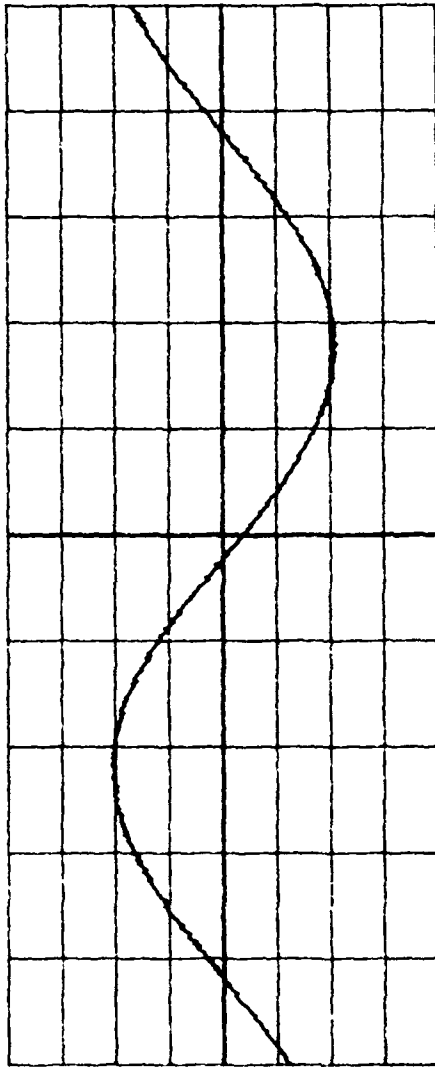
wigglescraper



25 kHz

periodic signal

wigglescraper filter



Chan 1
5 μ s .5 V

Chan 2
5 μ s .5 V

CH1 0.26 V DC



CH1 .5 V =
CH2 .5 V =
CH3 20 mV =
CH4 50 mV =

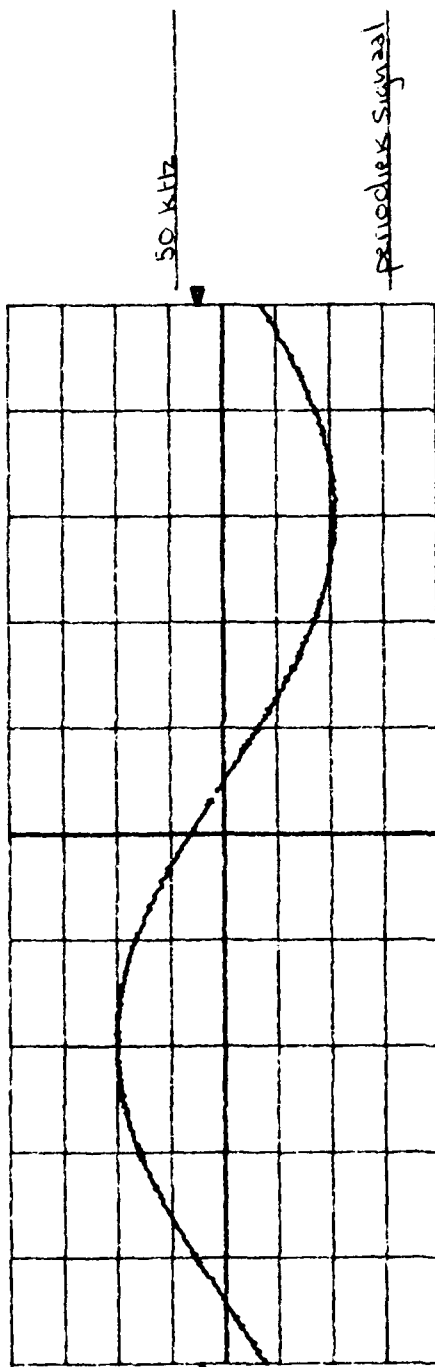
T/div 5 μ s

11-Sep-92
12:59:45

LeCroy

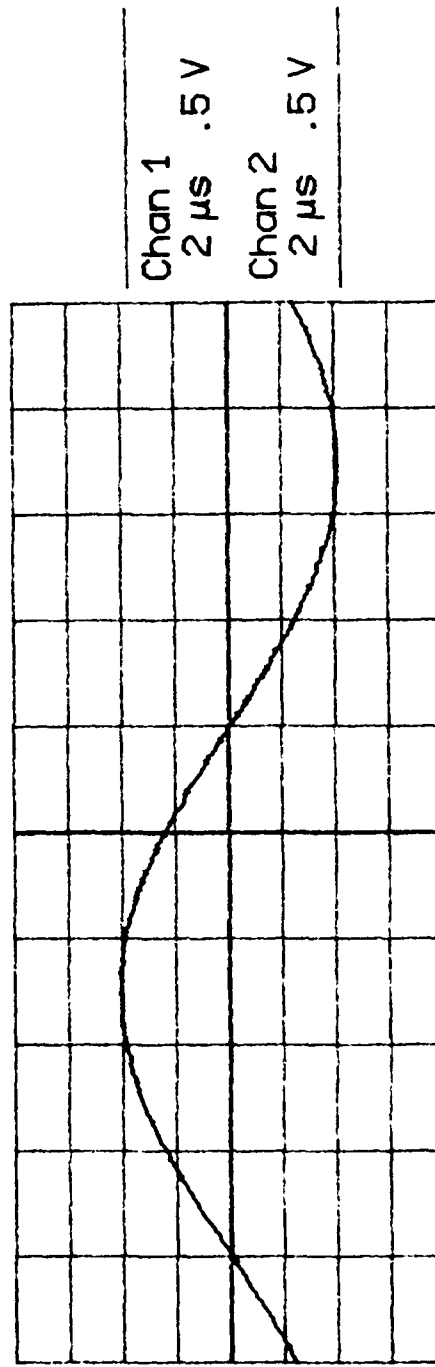
Main Menu

ingangssign. zender



periodisches signal

ausgangssign. filter



CH1 0.26 V DC



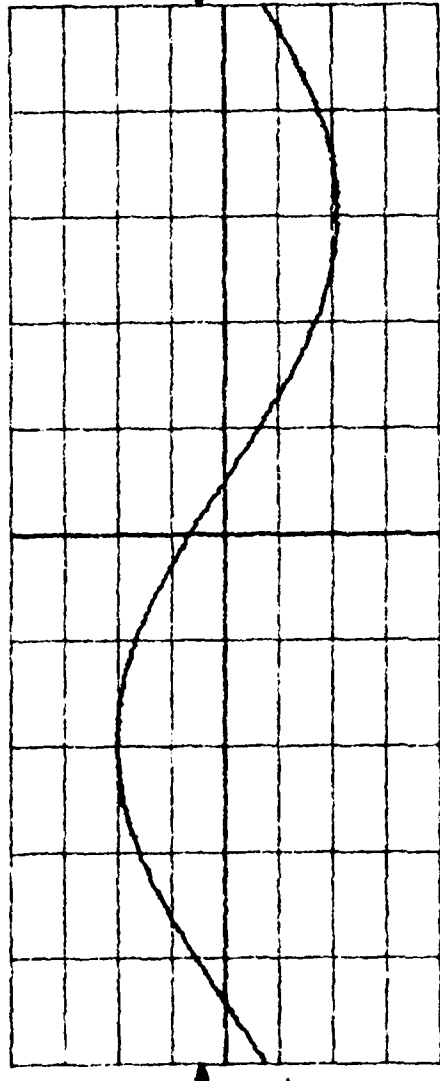
CH1 .5 V =
CH2 .5 V =
CH3 20 mV =
CH4 50 mV =

T/div 2 μ s

11-Sep-92
13:05:32

LeCroy

Main Menu

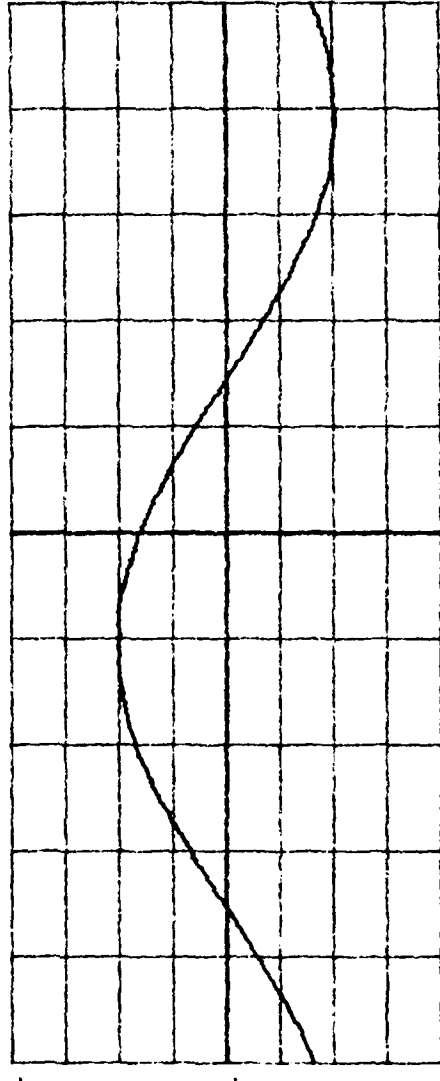


input signal

periodic signal

Chan 1
1 μ s .5 V

Chan 2
1 μ s .5 V



input signal filter

CH1 0.26 V DC



CH1 .5 V =
CH2 .5 V =
CH3 20 mV =
CH4 50 mV =

T/div 1 μ s

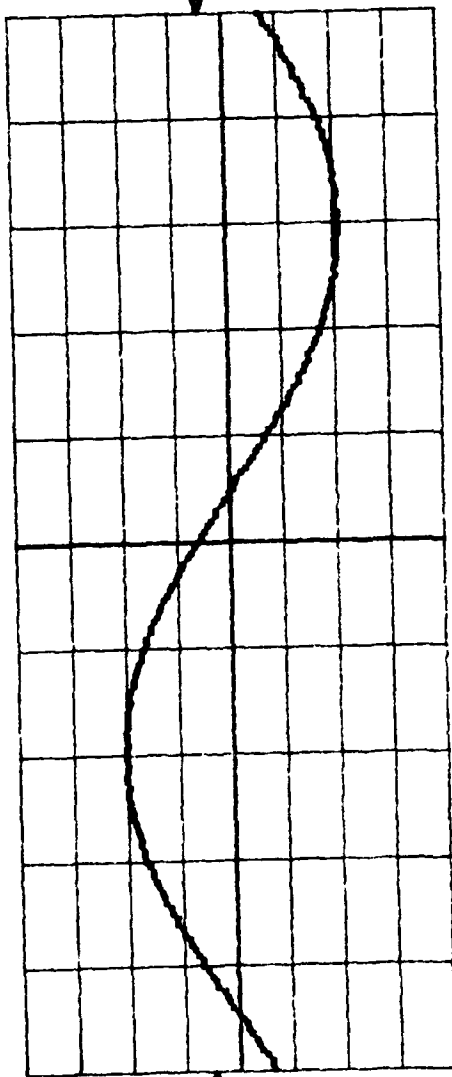
11-Sep-92
13:07:30

LeCroy

Main Menu

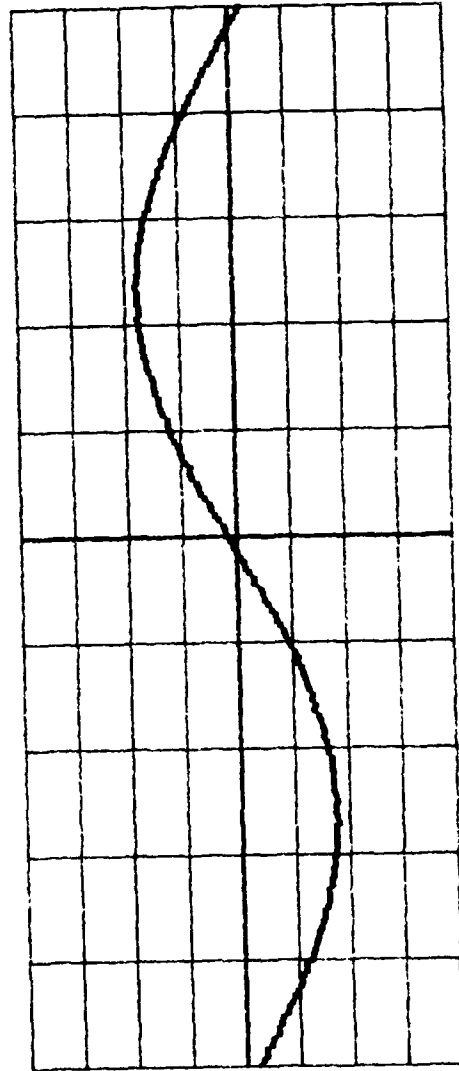
500 kHz

periodic signal



untriggered signal

Chan 1 .2 μ s .5 V
Chan 2 .2 μ s .5 V



untriggered signal

CH1 0.26 V DC



CH1 .5 V =
CH2 .5 V =
CH3 20 mV =
CH4 50 mV =

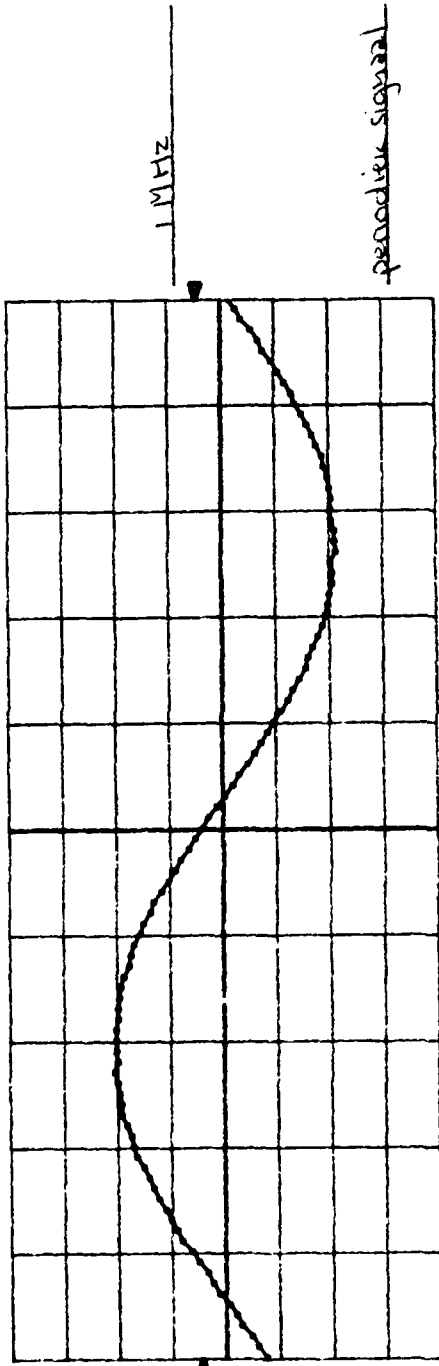
T/div .2 μ s

11-Sep-92
13:12:41

LeCroy

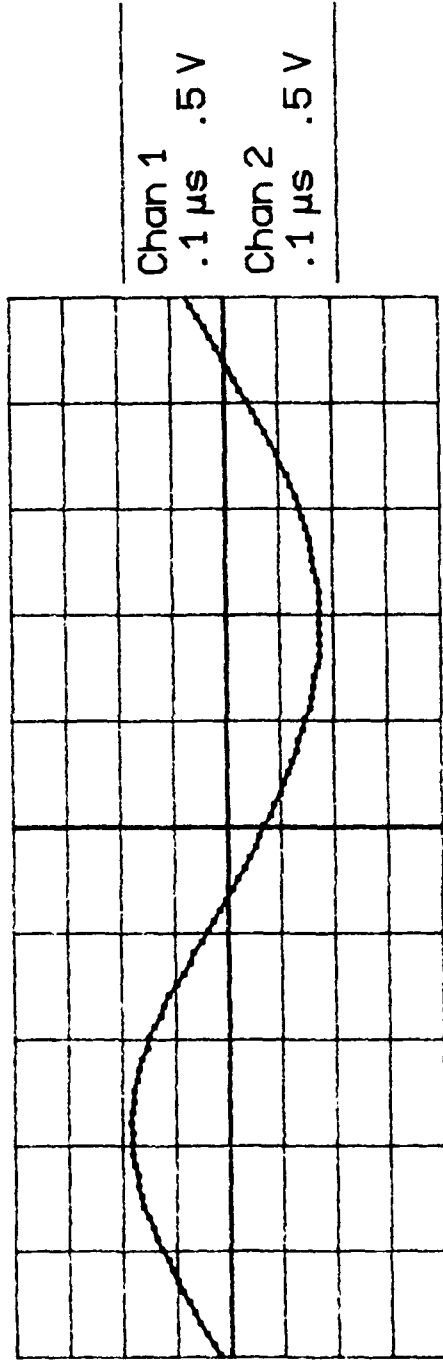
Main Menu

eingangssign.zender



periodisches signal

ausgangssign.filter



CH1 0.26 V DC



CH1 .5 V =
CH2 .5 V =
CH3 20 mV =
CH4 50 mV =

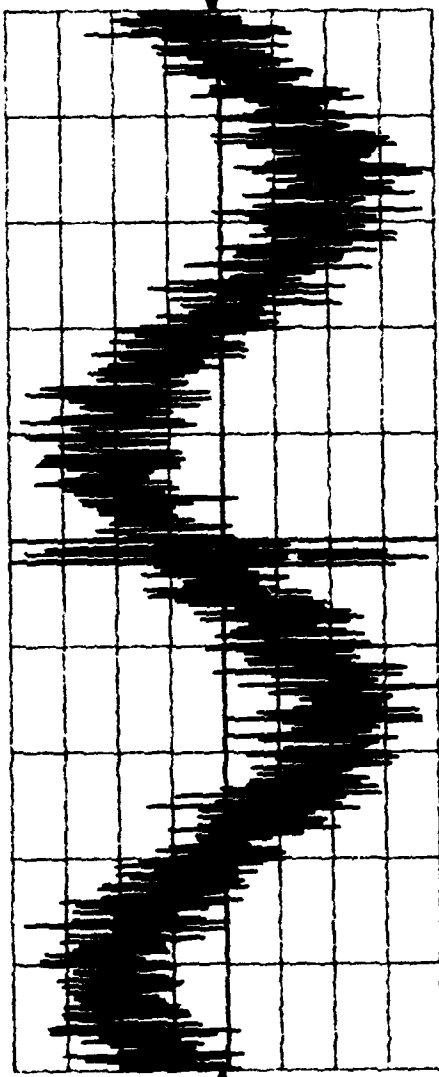
T/div .1 μ s

15-Sep-92
9:02:40

LeCroy

Main Menu

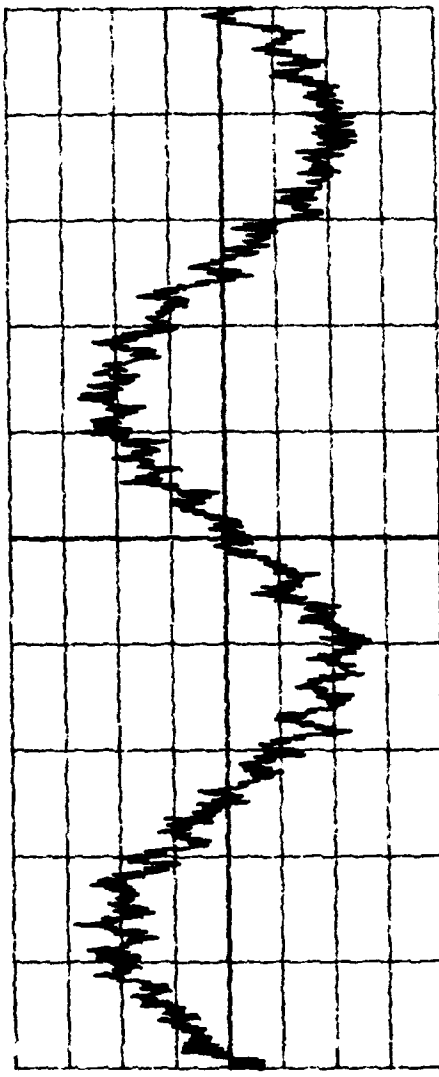
ingagssiga Zender



periodic signal

Chan 1
2 μ s 10 mV

Chan 2
2 μ s 10 mV



ilgagssiga filter

CH1 1.2 mV HF REJ

CH1 10 mV
CH2 10 mV
CH3 20 mV
CH4 50 mV

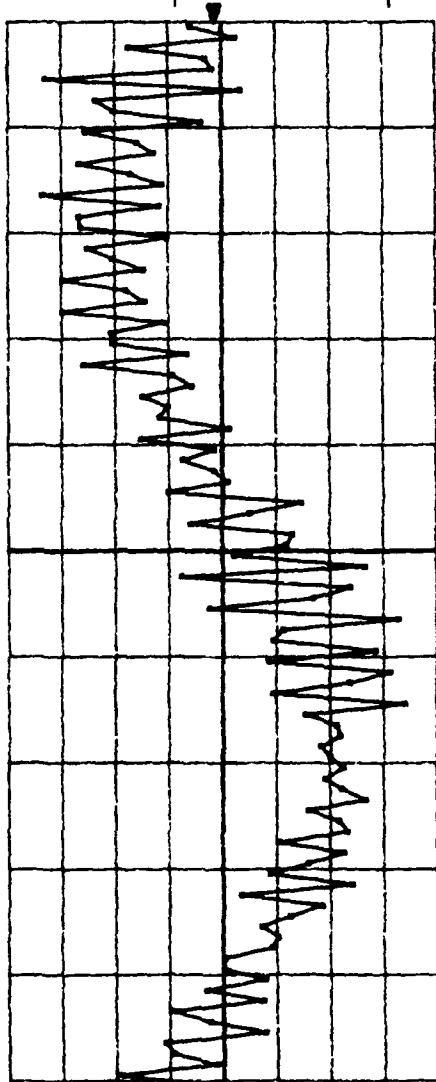
T/div 2 μ s

15-Sep-92
9:07:12

LeCroy

Main Menu

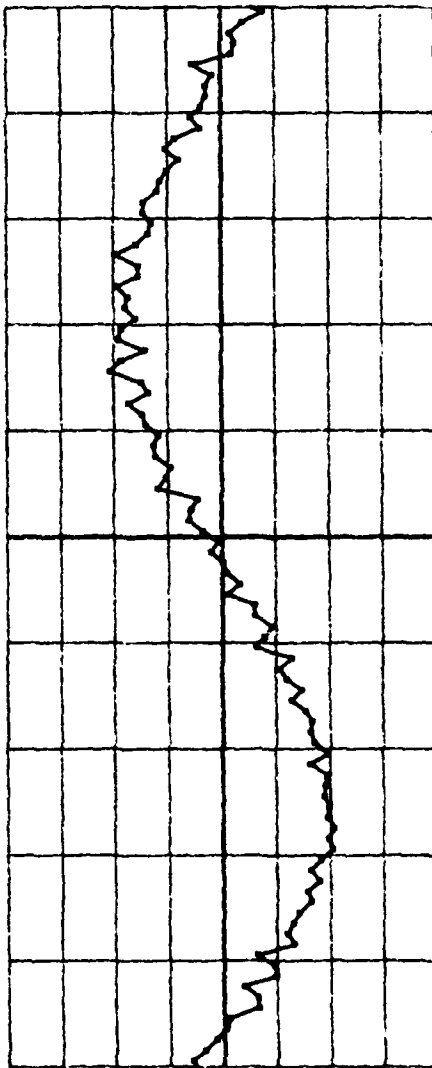
~~ungangssigra-render~~



1 MHz

~~periodic signal~~

~~ungangssigra-render~~



Chan 1
.1 μ s 10 mV

Chan 2
.1 μ s 10 mV

CH1 1.2 mV HF REJ

CH1 10 mV ~
CH2 10 mV ~
CH3 20 mV =
CH4 50 mV =

T/div .1 μ s

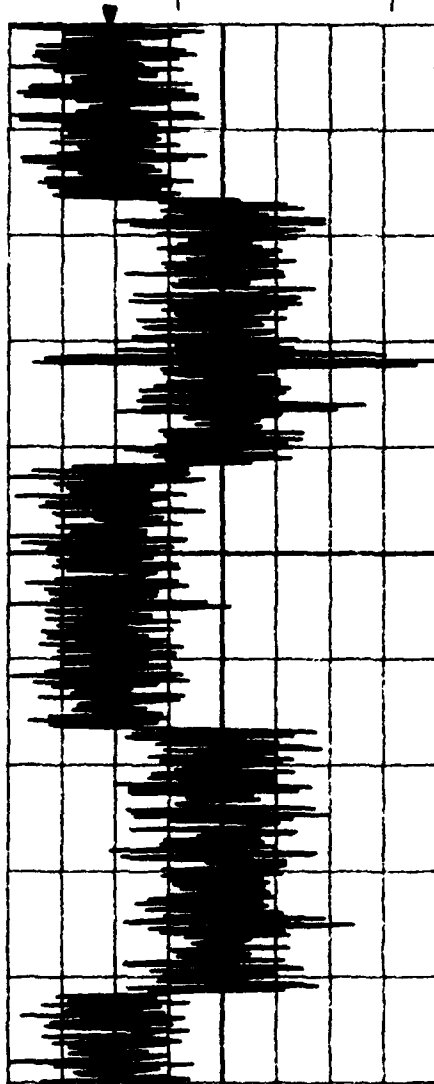
15-Sep-92
9:17:33

NO or SLOW TRIGGER

LeCroy

Main Menu

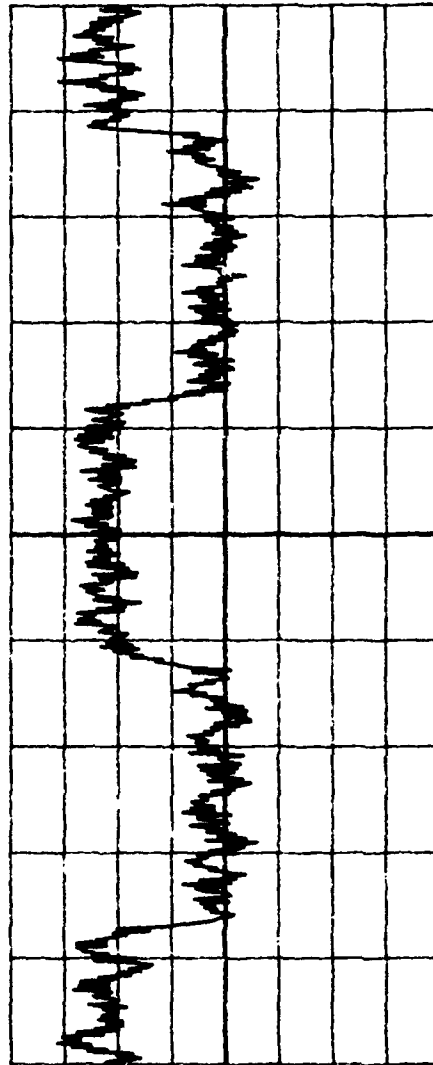
ingurgisign remdes



periodic signal

Chan 1
2 μ s 10 mV

Chan 2
2 μ s 10 mV



ingurgisign filter

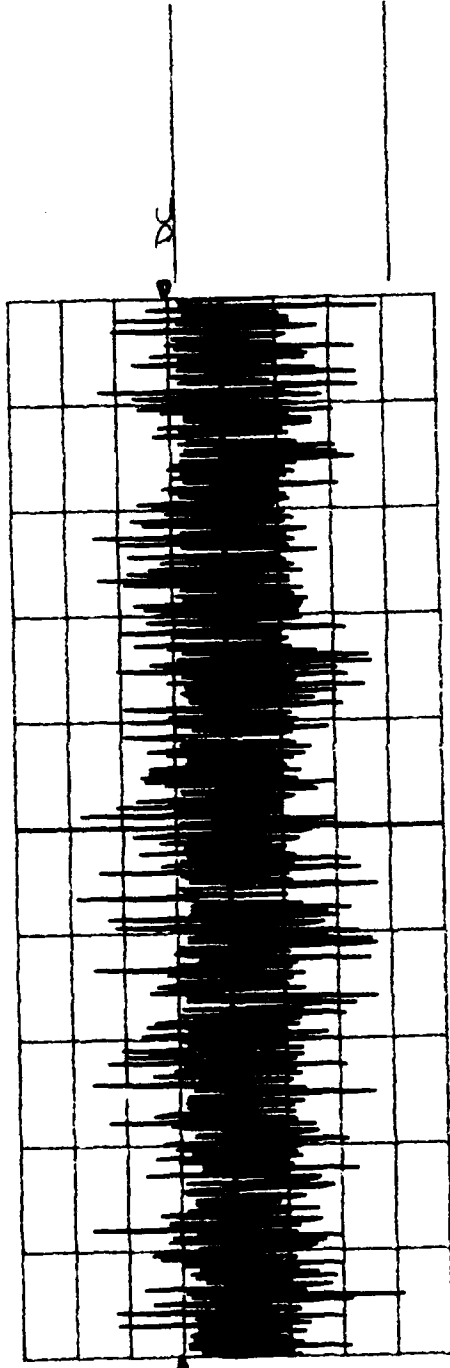
CH1 10 mV =
CH2 10 mV =
CH3 20 mV =
CH4 50 mV =
T/div 2 μ s

LeCroy

15-Sep-92
9:22:48

Main Menu

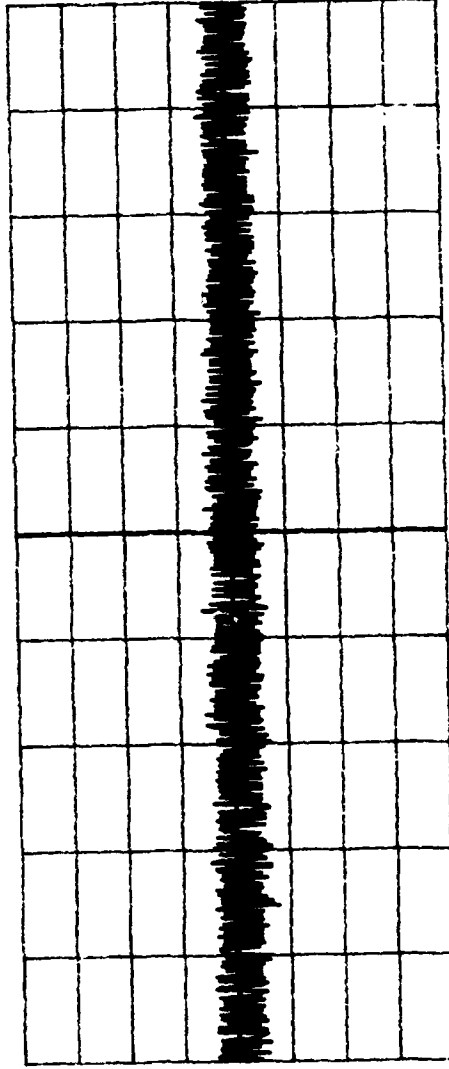
noisy signal traces



Chan 1
1 s 20 mV

Chan 2
1 s 20 mV

noisy signal filter



CH1 21.2 mV HF REJ

CH1 20 mV
CH2 20 mV
CH3 20 mV
CH4 50 mV

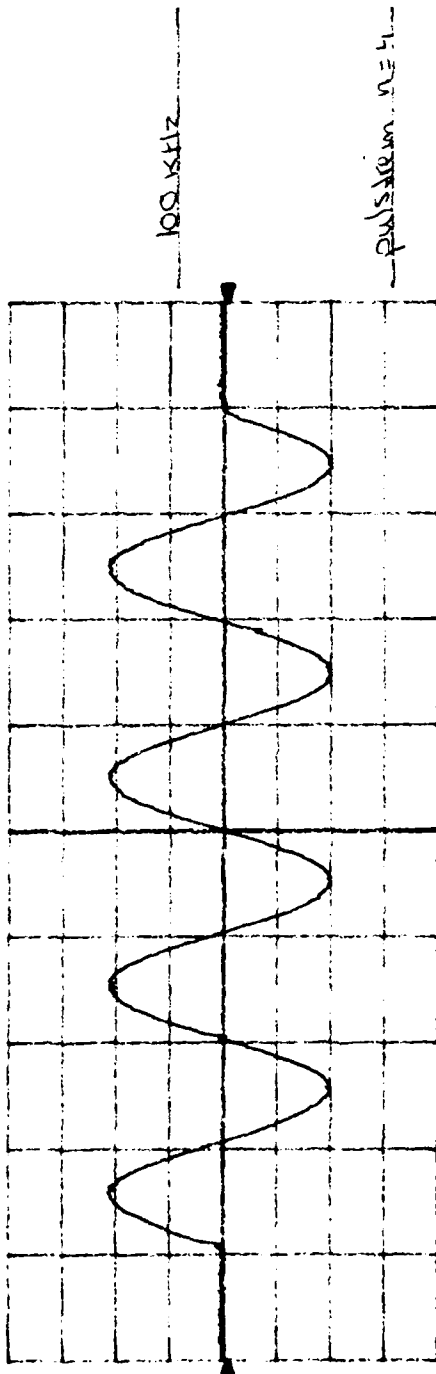
T/div 1 s

17-Sep-92
15:16:32

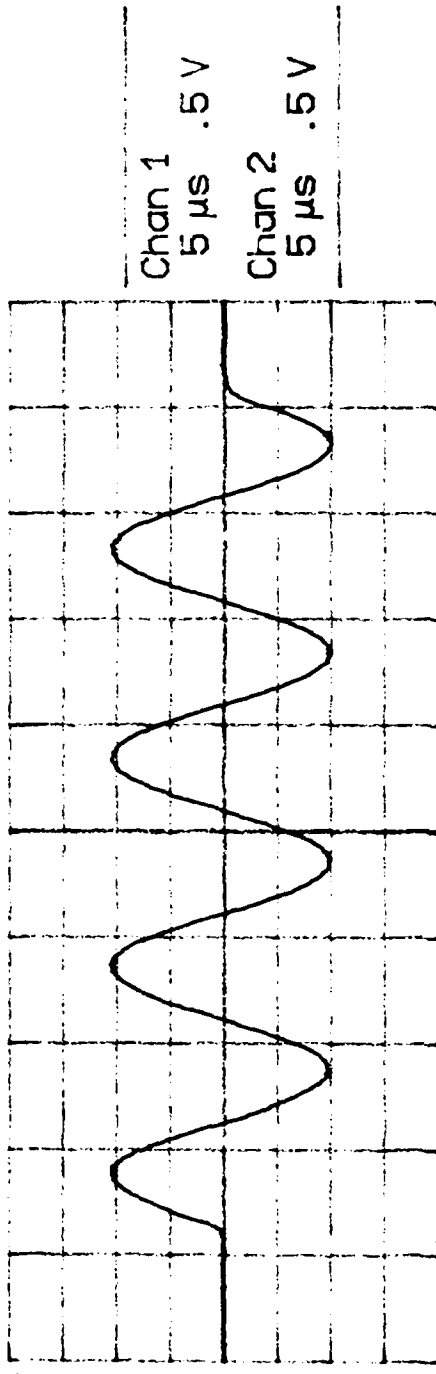
LeCroy

Main Menu

ingangsigan: zender



ulikaingang: filter



CH1 -0.05 V DC

CH1 .5 V =
CH2 .5 V =
CH3 10 mV =
CH4 5 mV =

T/div 1 μs

LeCroy

1943

Pulsieren $n=4$

Chan 2 .5 μ s .5 V

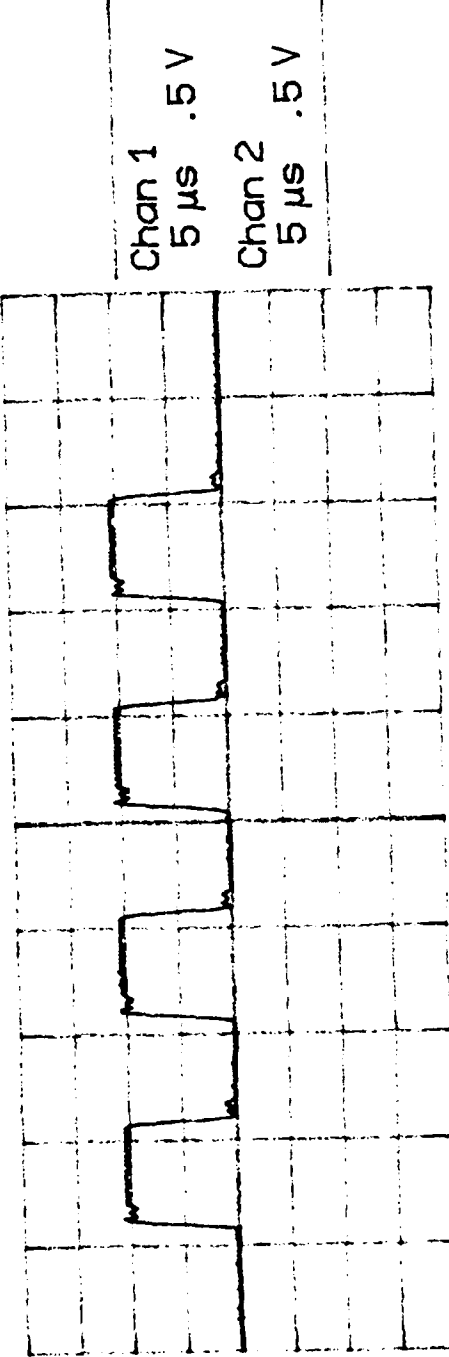
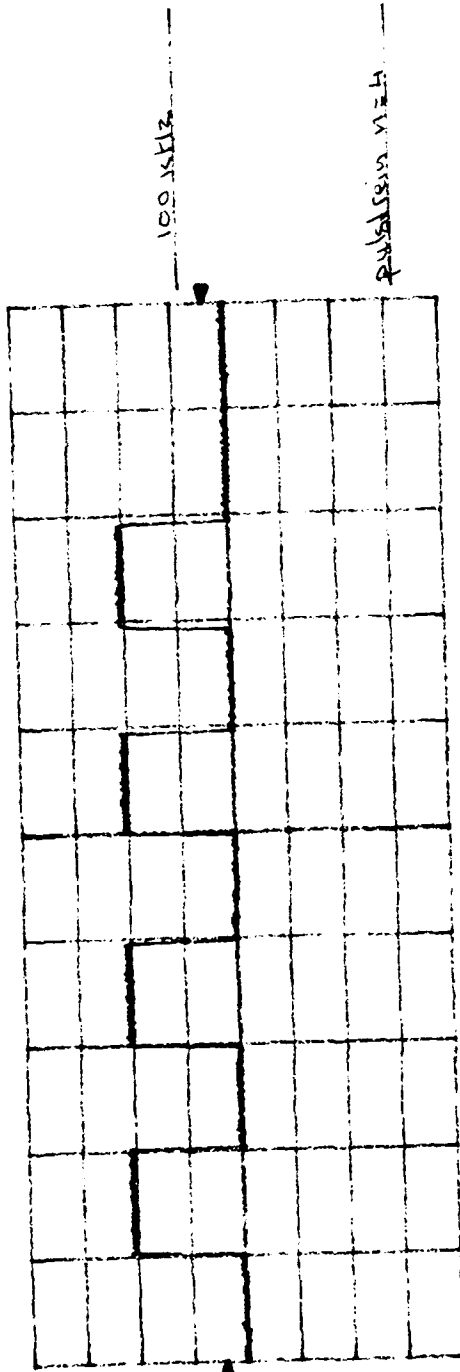
CH1 -0.05 V DC

CH1	CH2	CH3	CH4
5	5	10	5
V	V	mV	mV
=	=	=	=

T/div .5 us

17-Sep-92
15:35:01

Main Menu



CH1 0.19 V DC

CH1 .5 V =
CH2 .5 V =
CH3 10 mV =
CH4 5 mV =

T/div 5 μs

Main Menu

ing-ing-sing-sing

Pulsation $n = 4$

Chan 1 .2 μ s .5 V

Chan 2 .5 V
.2 μ s

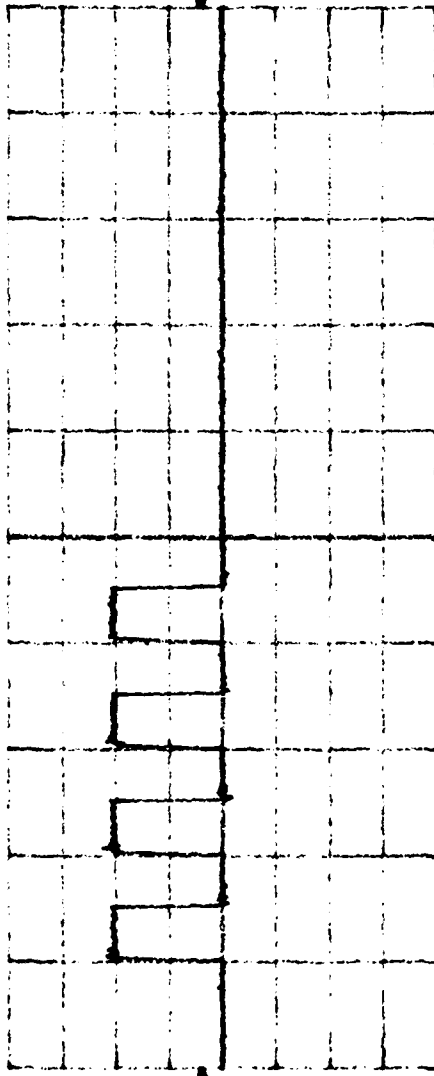
CH1 0.19 V DC

CH1	CH2	CH3	CH4
5	5	10 mV	5 mV
V	V		
=	=	=	=

 $T/\text{div} \cdot 2 \mu\text{s}$

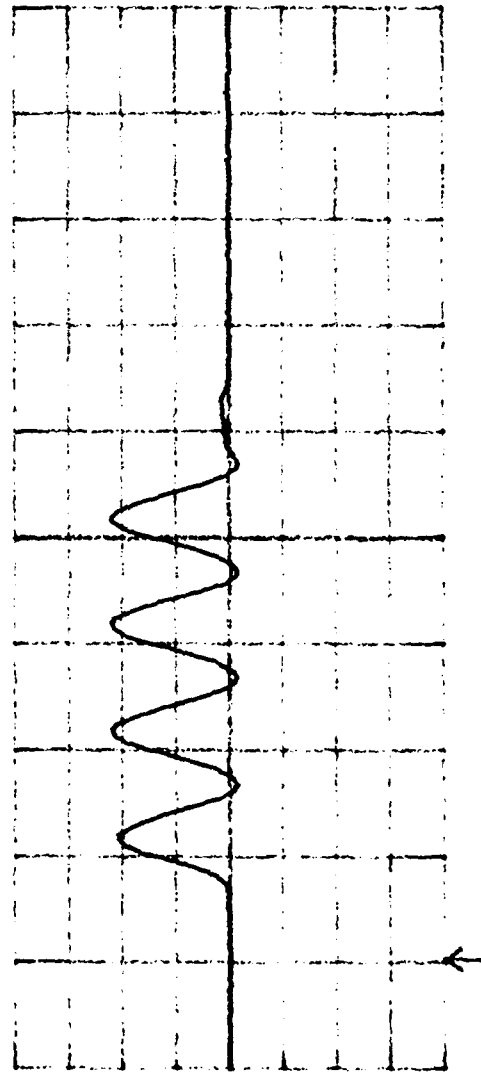
17-Sep-92
15:37:57

Main Menu



untriggered signal

pulse width = 4



untriggered signal

Chan 1
1 μs .5 V

Chan 2
1 μs .5 V

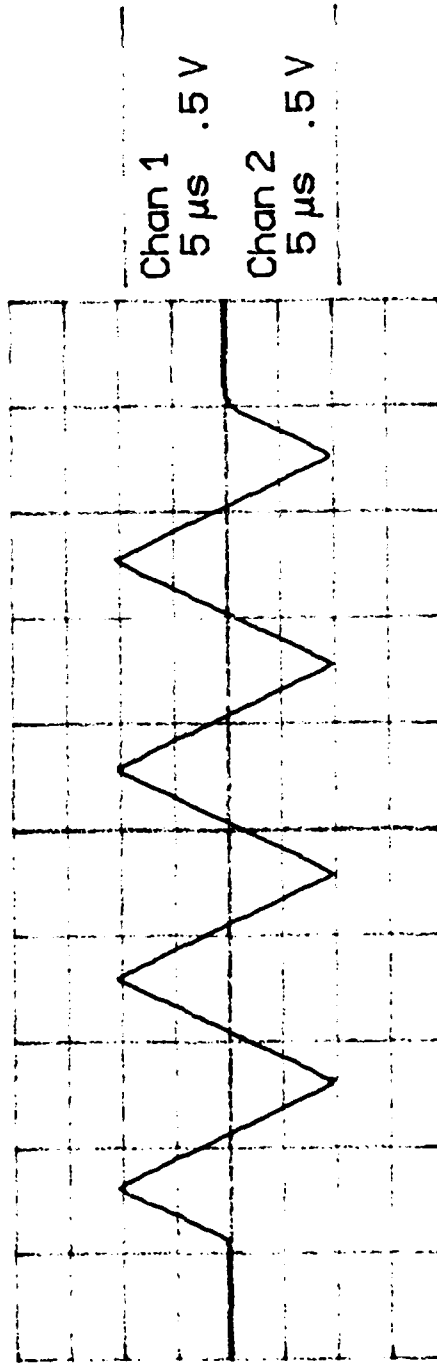
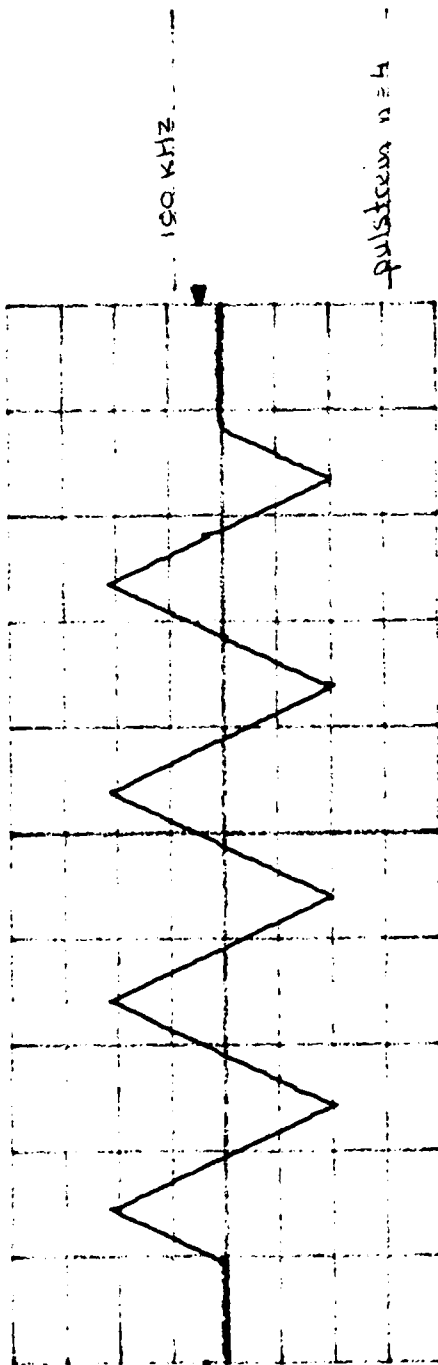
CH1 0.19 V DC

CH1 .5 V
CH2 .5 V
CH3 10 mV
CH4 5 mV

T/div 1 μs

17-Sep-92
15:39:40

Main Menu



CH1 0.19 V DC

CH1 .5 V =
CH2 .5 V =
CH3 10 mV =
CH4 5 mV =

T/div 5 μ s

17-Sep-92
15:41:18

Main Menu

Japan's infrastructure

1MH2

~~Pulsation $v = 4$~~

Chan 1
1 μ s .5 V

Chan 2
1 μ s .5 V

2011-08-26

CH1 0.19 V DC

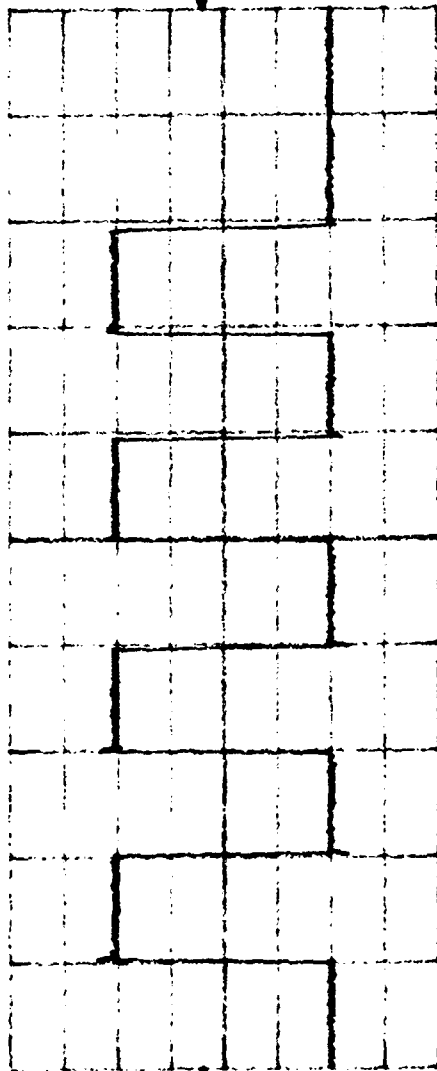
CH1	CH2	CH3	CH4
5	5	10 mV	5 mV
V	V	mV	mV
=	=	=	=

T/div 1 μ s

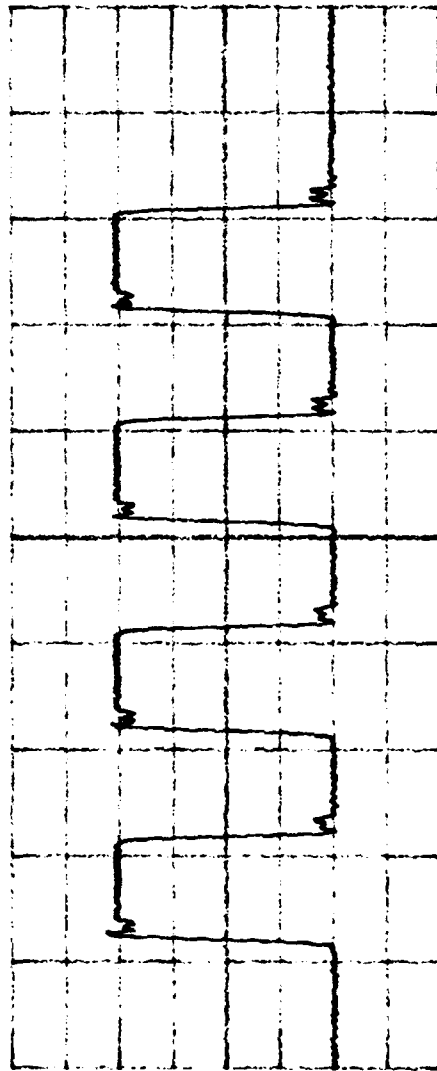
17-Sep-92
15:43:25

Main Menu

weglassen



weglassen



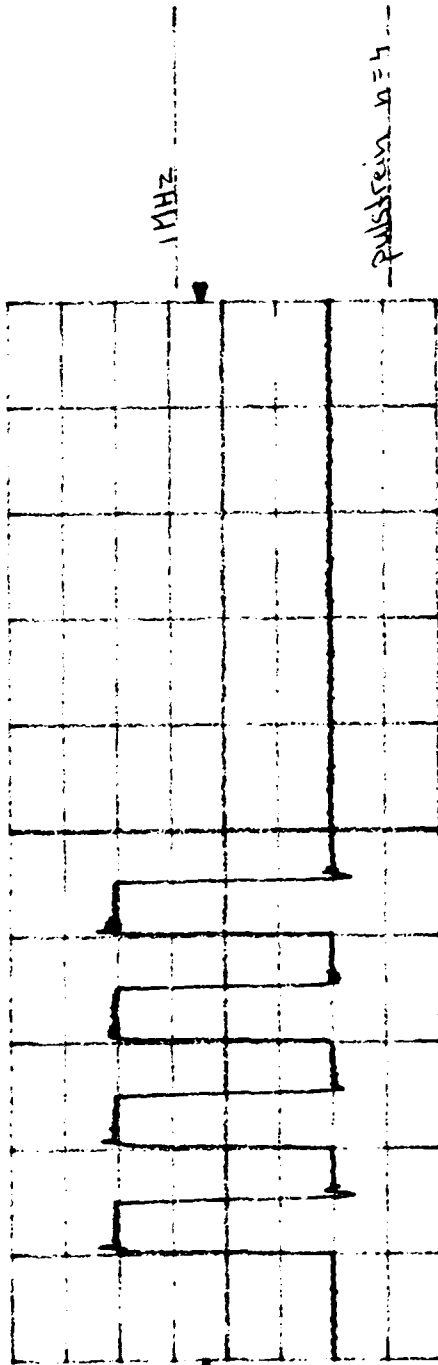
CH1 0.19 V DC

CH1 .5 V
CH2 .5 V
CH3 10 mV
CH4 10 mV

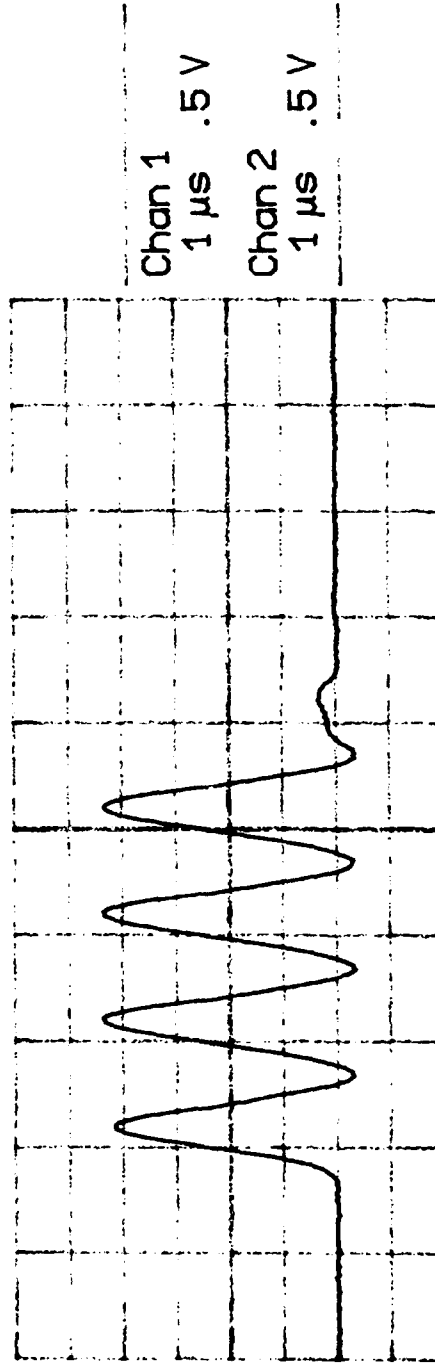
T/41V 5116

17-Sep-92
15:45:56

Main Menu



unbegrenzt



unbegrenzt

CH1 0.19 V DC

CH1 .5 V
CH2 .5 V
CH3 10 mV
CH4 5 mV

T/div 1 μ s

BIJLAGE 12 AMPLITUDEKARAKTERISTIEK 4E ORDE BESSEL FILTER

LeCroy

4e orde Bessel filter 10P16-EJ

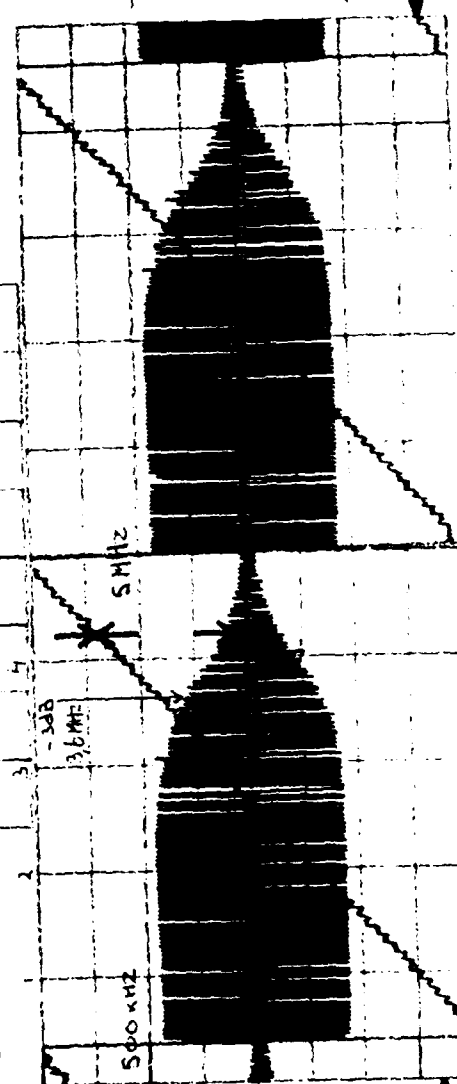
SECRET

Chan 1 X 0 mV

X-Y off

CH1	>	2	V	
CH2	>	50	mV	
CH3	>	5	V	
CH4		10	mV	

5 ms
T/div



CH1 92 mV DC

CH1	>	2	V	
CH2	>	50	mV	
CH3	>	5	V	
CH4		10	mV	

BIJLAGE 13 PSPICE SIMULATIE 4E ORDE BESSEL FILTER

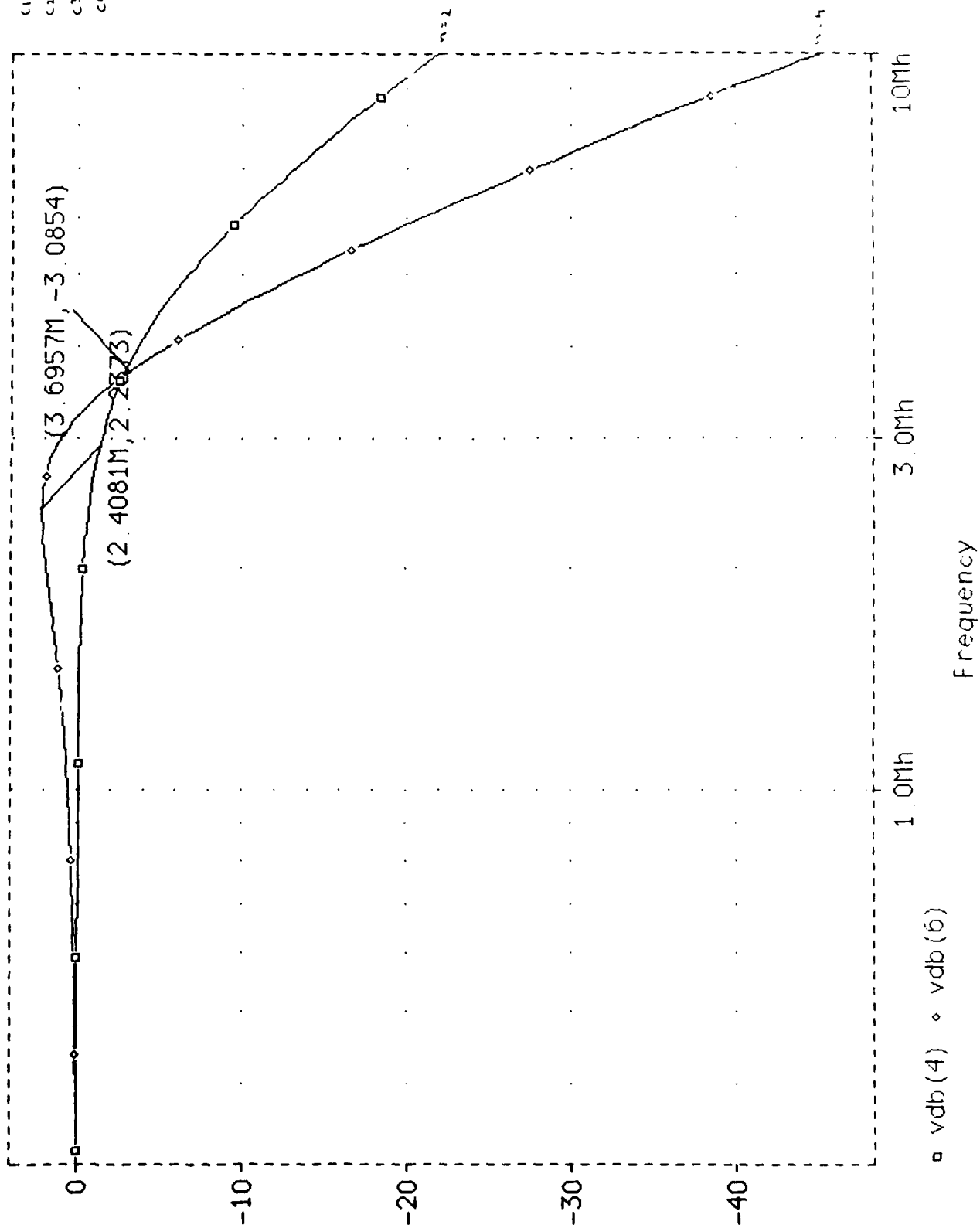
4e UKUE BESSEL FILTER/UP-10E

Date/Time run: 11/30/92 10:00:21

$f_{-3dB} = 3.9\text{kHz}$

Temperature: 27.0

$C1 = 27p$
 $C2 = 27p$
 $C3 = 47p$
 $C4 = 10p$

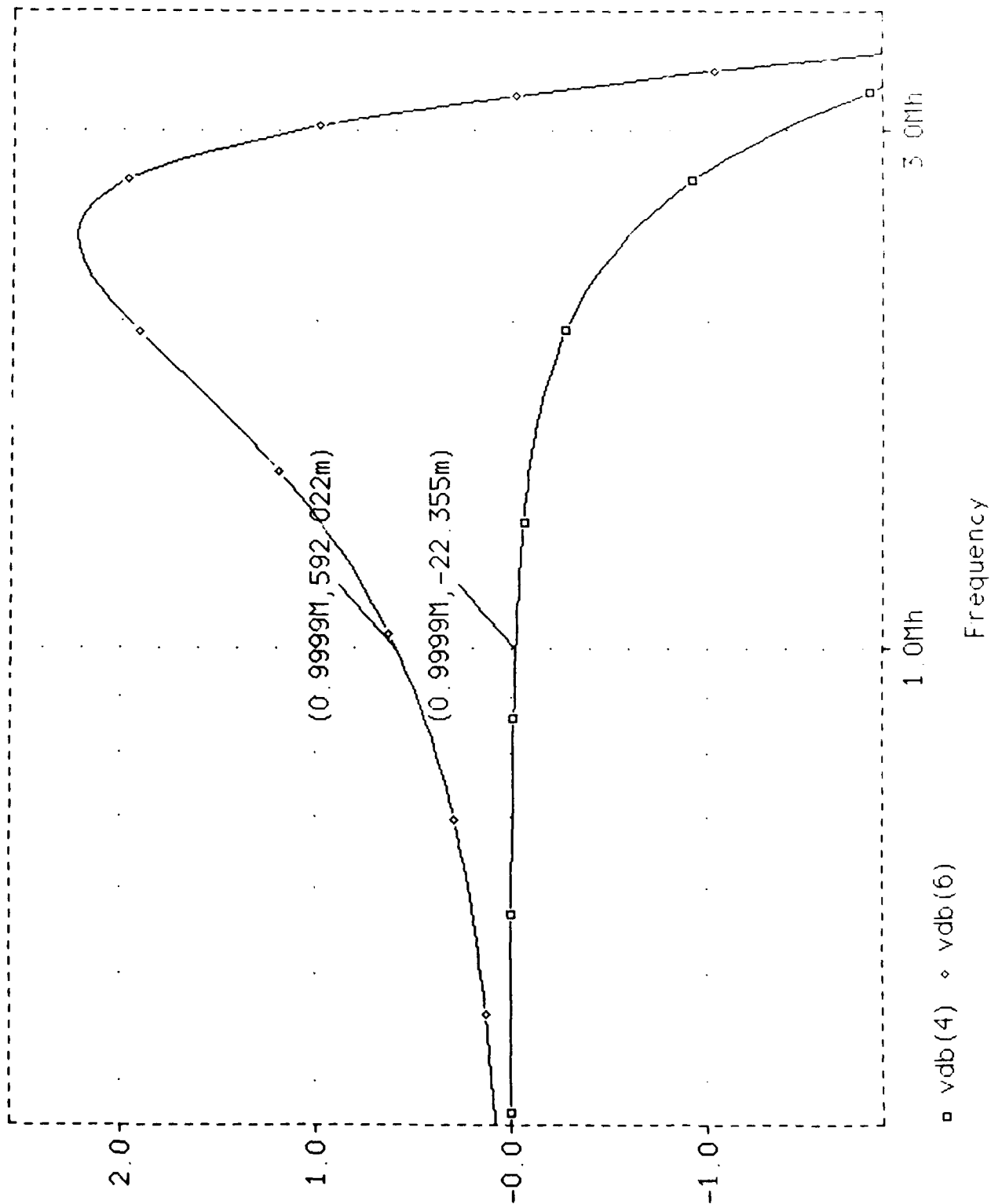


4e UKUE BESSEL FILTER/UP-10E

Date/Time run 12/10/92 09:13:01

Passband 37mhz

Temperature: 27.0

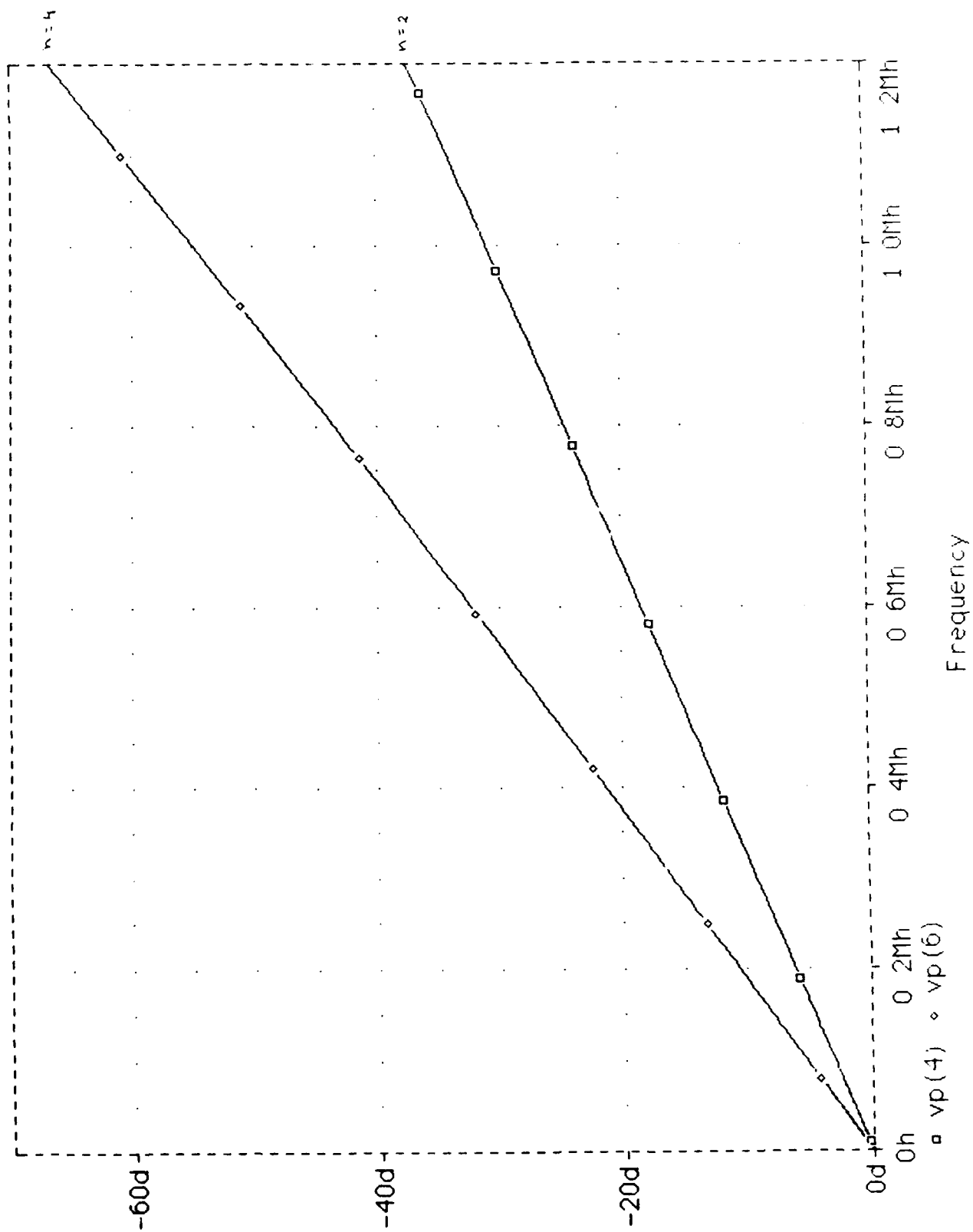


4e URDE BESSEL FILTER/UP-10E

Temperature 27.0

Date/Time run 12/10/92 08:50:56

$f_{cutoff} = 37 \text{ MHz}$

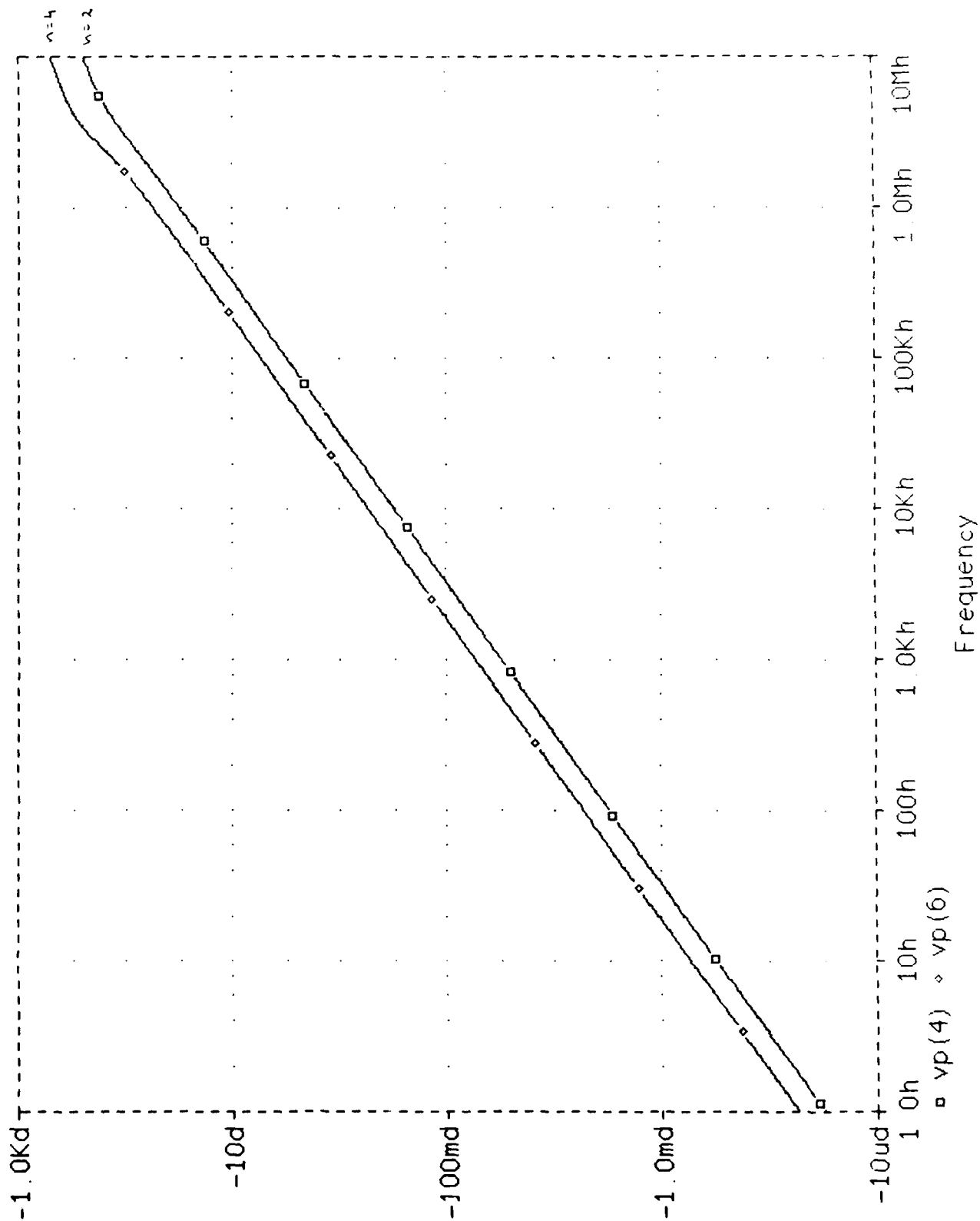


4e UKDE BESSEL FILTER/UP-10E

Temperature: 27.0

Date/Time run: 12/09/92 09:28:00

$f_{3dB} = 3.7 \text{ MHz}$



REPORT DOCUMENTATION PAGE

(MOD NL)

1 DEFENSE REPORT NUMBER (MOD-NL) TD92-2752	2 RECIPIENT'S ACCESSION NUMBER	3 PERFORMING ORGANIZATION REPORT NUMBER PML1992-114
4 PROJECT/TASK/WORKUNIT NO. 233492012	5 CONTRACT NUMBER A87/K/045	6 REPORT DATE March 1993
7 NUMBER OF PAGES 101 (11 Annexes)	8. NUMBER OF REFERENCES 2	9 TYPE OF REPORT AND DATES COVERED Final
10. TITLE AND SUBTITLE A 27 channels, 1 MHz fibre-optic measuring system (Een 27-kanaals, 1MHz optisch meetsysteem)		
11. AUTHOR(S) M.A.M. Kaanders		
12. PERFORMING ORGANIZATION NAME(S) AND ADDRESS(ES) TNO PML-Pulse Physics Laboratory P.O. Box 45, 2280 AA Rijswijk, The Netherlands visiting address: Schoemakerstraat 97, 2628 VK Delft, The Netherlands		
13. SPONSORING AGENCY NAME(S) AND ADDRESS(ES) DWO, Plein 4, 2511 CR The Hague, The Netherlands DO-TNO, P.O. Box 6006, 2600 JA Delft, The Netherlands US Department of Defense, SDIO, The Pentagon, Washington DC, USA		
14. SUPPLEMENTARY NOTES The classification designation: ONGERUBRICEERD is equivalent to: UNCLASSIFIED		
15. ABSTRACT (MAXIMUM 200 WORDS (1044 BYTE)) <p>The Kapitza facility is a pulse forming network consisting of an energy source, semiconductor opening switch, pulse transformer and a load. To characterize the Kapitza facility, there is a need for a measuring system where the sensors are completely separated electrically from the Data Acquisition System. A measuring system based upon fibre-optic data transmission was finally chosen. This fibre-optic system, with a bandwidth of 1 MHz, uses FM transmission techniques; the data input is used to frequency modulate the optical carrier that is coupled to the fibre, and subsequently demodulated at the receiver to recover the analogue signal.</p> <p>In this report the operation of the optical measuring system, the components that have been used and the calibration of the transmitter/receiver units are some of the subjects that are discussed.</p> <p>In the appendix, schematics, print layouts, lists with the used components, wave forms of the input/output signals and specifications are given.</p>		
16 DESCRIPTORS Optical Measuring Instruments		IDENTIFIERS
17A. SECURITY CLASSIFICATION (OF REPORT) ONGERUBRICEERD	17B. SECURITY CLASSIFICATION (OF PAGE) ONGERUBRICEERD	17C. SECURITY CLASSIFICATION (OF ABSTRACT) ONGERUBRICEERD
18. DISTRIBUTION AVAILABILITY STATEMENT Unlimited Distribution		17D. SECURITY CLASSIFICATION (OF TITLES) ONGERUBRICEERD

Distributielijst

- 1 DW00
- 2 HWO-KL
- 3/4 HWO-KLu
- 5 HWO-KM
- 6 PHWO-KM
- 7 DMKM/PFS, Ir. B. v.d. Ploeg
- 8 DMKL/T & WO, Ir. J.B.J. Orbons
- 9 DMKLu/AWO/WO4, Vdg. M. Jehee
- 10 DMKM/WCS/COSPON, Drs. W. Pelt
- 11/13 TDCK
- 14 Voorzitter Raad voor het Defensieonderzoek TNO
- 15 Hoofddirecteur DO-TNO
- 16 Lid Instituuts Advies Raad PML
Prof. B.Scarlett, MSc.
- 17 Lid Instituuts Advies Raad PML
Prof. ir. M.A.W. Scheffelaar
- 18 Lid Instituuts Advies Raad PML
Prof. ir. K.F.Wakker
- 19 PML-TNO, Directeur; daarna reserve
- 20 PML-TNO, Directeur Programma; daarna reserve
- 21 PML-TNO-Pulsfysica, Hoofd
- 22 PML-TNO-Pulsfysica, Archief
- 23 PML-TNO-Pulsfysica, Documentatie
- 24 PML-TNO-Pulsfysica, EML
- 25 PML-TNO-Pulsfysica, PPR
- 26 PML-TNO, Documentatie
- 27 PML-TNO, Archief